



TITLE:

交流標準の研究 - 電流力計型交直流比較器(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

岩村, 衛

CITATION:

岩村, 衛. 交流標準の研究 - 電流力計型交直流比較器. 京都大学, 1969, 工学博士

ISSUE DATE:

1969-03-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r1399>

RIGHT:

交 流 標 準 の 研 究

＝電流力計型交直流比較器＝

岩 村 衛

ALTERNATING CURRENT STANDARD

— Electrodynamometer type AC-DC Transferinstrument —

By

Mamoru IWAMURA

SYNOPSIS

The basic electrical units are determined by the absolute measurement, while in practical measurement the comparison method is employed in usual. In this case there must be the standard which the unknown quantity is compared with. DC quantity—voltage, current, and power—are measured precisely by means of a potentiometer and its accessories in conjunction with the Weston-Cell and the standard resisters. As the sufficient accuracy, say 0.01%, can be obtained easily in DC measurement, we appreciate that the DC standard is established satisfactorily. On the other hand in AC measurement there is not such a voltage standard as the Weston-Cell. Then effective value is transferred from DC value with AC-DC Transferinstruments. AC standardization depends on the above-stated transfer system.

In 1957 we issued the report of investigation “General review of maintenance of AC standard” (Circular of ETL No. 147) which is a valuable guide to appreciate the subjects for technical inquiry, references, and researching activities of the other laboratories in the world. As already announced in that circular, we will issue the research on AC standard in Japan one after another. In this paper the electrodynamometer type AC/DC transferinstruments and their accessories are mainly described.

Part I. Establishment and Maintenance of AC Standard

1. Introduction

- 1.1 Meaning of AC standard
- 1.2 Contribution to science and industry
- 1.3 Historical developement of AC-DC transferinstruments
- 1.4 Summary of contents

We presume that the AC/DC transferinstrument is the so-called AC standard. We make efforts to establish the AC standard—voltage, current, and power (power~audio frequency)—for science and industry. As is generally known, the instrument makes use of the electrodynamic and electrostatic force or thermal phenomena, which have the same response to DC and AC. For this pourpose we commonly use the electrodynamic, electrostatic, and thermal type instruments. Though almost all instruments are thoroughly free from errors as a transferinstrument, some errors of each type may be very small and residuals are sometimes calculable. Then the performance of transferinstrument depends on the accuracy of determination of transfer error.

We investigated the results obtained at the well-known laboratories, with proud history of their own, and reviewed the tendency of those days from 1900 to 1962 by dividing four periods.

2. Establishment of AC Standard (Voltage, Current and Power)

- 2.1 Some requirements for transferinstrument
- 2.2 Transfer error
- 2.3 Establishment of AC standard
- 2.4 Calibration of indicating instrument

At first the definition of AC/DC transfer error is given as follows:—

$$\sigma = (N_{ac} - N_{dc}) / N (= \alpha_{ac} - \alpha_{dc})$$

- σ : Transfer error
 N_{ac}, N_{dc} : True value in AC and DC
 N : Testing point on scale
 $(\alpha_{ac}, \alpha_{dc})$: Correction at N in AC and DC

As estimation of α_{ac} is not perfect, we may put

$$\sigma = \sigma_0 + \sigma'_0$$

- σ_0 : known factor
 σ'_0 : unknown factor

Generally there are two procedures to measure σ .

σ_X denotes transfer error of instrument X and σ_S does that of S .

Procedure (I)

When the indication of X is n adjusting DC applied to X , true input n_{dc} must be

measured accurately with potentiometer method. Then both instruments are connected to AC supply source in series or parallel according to their circuits. When the indication X reaches the same value n in the first test, the indication of S , $-N-$, must be read. Then we disconnect them, and apply DC only to S . True DC input N_{dc} at the same indication, N , in AC must be measured with potentiometer method.

$$\sigma_X = \frac{(N_{dc} + N_{dc}') - (n_{dc} + n_{dc}')}{2N} + \sigma_S$$

Value with ' is true input in case of reversed polarity DC.

Procedure (II)

Both X and S instruments are connected to DC supply source in series and parallel according to their circuits. The indication of S , $-N-$, must be read when that of X is n . In turn they are connected to AC supply and N' , indication of S , must be read by the same procedure in DC. When we denote $N' = N(1 + \epsilon)$, the following relation is reduced.

$$\sigma_X = \frac{\epsilon + \epsilon'}{2} + \sigma_S$$

ϵ : percentage difference of indication of S between in DC and AC, ϵ' is in case of reversed DC polarity.

We can recognize that σ_X is not determined unless σ_S is known. The value σ_S is not determined absolutely.

An easy way to determine the transfer error of basic transferinstrument, $-\sigma_S-$, is to assume $\sigma_{0S}' = 0$. Then $\sigma_S = \sigma_{0S}$. In this case AC value is standardized under a limited authority, and few trouble occurs in many practical calibration, if this transferinstrument has high stability and reliability.

But it is only too true that to estimate σ_0' is the very important theme in AC standardizing. Transfer test between different principle transferinstruments should be employed in order to estimate σ_0' . The author denote as follows $\sigma_D = \sigma_{0D} + \sigma_{0D}'$, $\sigma_S = \sigma_{0S} + \sigma_{0S}'$ where suffix D corresponds to one principle, and suffix S to another one. The difference in percentage is obtained by procedure (II). If S is a basic standard, ϵ_{DS} denotes the difference. If the relation, $\epsilon_{DS} \cong \sigma_{0D} - \sigma_{0S}$, is confirmed, $\sigma_{0D}' - \sigma_{0S}' \cong 0$ is reduced. But practically, almost $\sigma_{0D}' \neq K$, $\sigma_{0S}' \neq K$ where K is arbitrary value. Then we consider $\sigma_{0D}' \cong 0$, $\sigma_{0S}' \cong 0$ in case of $\sigma_{0D}' - \sigma_{0S}' \cong 0$. Since $\sigma_D = \sigma_{0D}$, $\sigma_S = \sigma_{0S}$, or $\sigma_D = \epsilon_{DS} + \sigma_{0S}$. Now we employ the instrument S as a standard. We must estimate the accuracy of determination of σ_{0S} , because reliability of standard depends on the stability of σ_{0S} . The stability can be checked by means of comparison test among the instruments with the same principle and the construction. The standard value to be maintained among them is assumed the arithmetical mean of their own value.

The σ_0 of their own is revalued by means of ϵ measured in comparison test designating one of them the original standard, and σ_0^* is the new estimated value.

We can estimate the accuracy of the standard by comparison test, both same and other principle instruments.

Calibration system for AC instruments is to be constructed systematically.

AC standard value must be supplied for the following two objects.

- (1) Calibration of the lower class instruments—0.2, 0.5……etc. class (JIS) —.
- (2) Calibration of standard wattmeter for watt-hour meter certification.

The system, we recommend in a period of transition, is as follows.

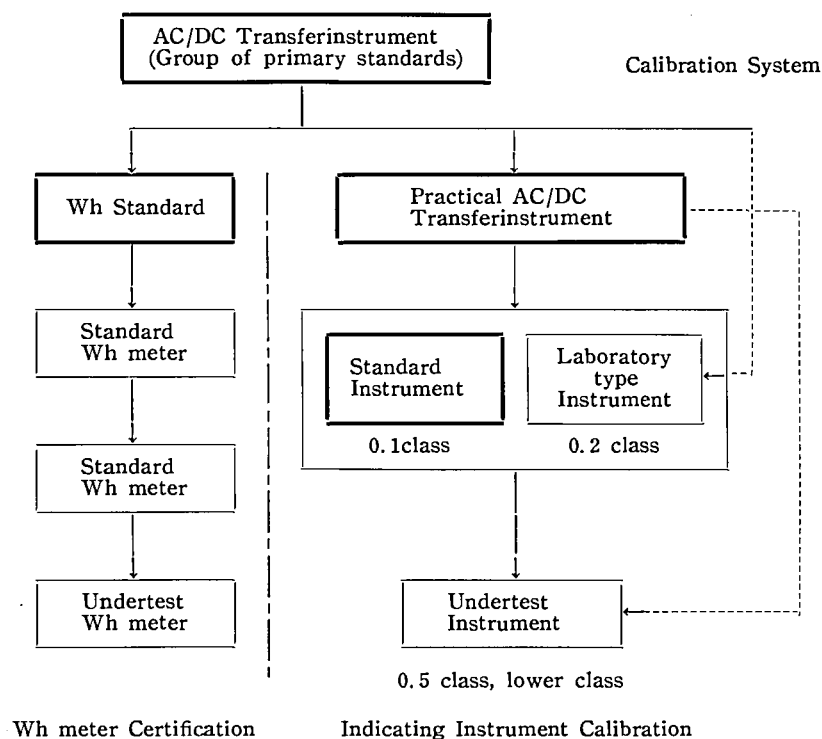


Fig. 1.

3. Consolidation of Equipments

- 3.1 General consideration.
- 3.2 AC/DC Transferinstruments.
- 3.3 Supply sources.
- 3.4 Accessory equipments.

The following table shows the equipments we have developed. $D1$, of which principle was based on Silsbee's composite coil dynamometer, has been used principally for calibration of 0.2 class (JIS) instruments. The quadrant electrometer SQ_2 was carefully produced making the most use of the experience of trial instruments SQ_1 . The

AC Standardizing Equipments

(Standard Division : Electrotechnical Laboratory)

| Item | Symbol | Use | Illustration | Main Components Trial works | Rating | Remarks |
|---|--------|------------------------------------|--|--|----------------------|---|
| AC/DC Transfer-instrument (Primary Standard) | D 1 | W.A. | Composite coil dynamometer (Deflection method) | instrument YEW DC operation board YEW AC circuits * CT. PT KDK | { 300~20V 20~0.5A | Silsbee type. |
| | SQ 1 | W.V. | Quadrant electrometer (Zero method) | instrument TDK | { 300~50V 5~0.5A | |
| | SQ 2 | W.V. | Quadrant electrometer (Zero method) | instrument TSS Potential divider Shimadzu PT KDK | { 300~50V 5~0.5A | |
| | D 2 | W.A.V. | Dynamometer=parmanentmagnet- moving coil type (Zero method) | instrument TSS AC circuit Shimadzu DC circuit } CT KDK | { 300~25V 20~0.1A | |
| | SV1 | V(A) | Static voltmeter (Deflection method) | instrument Shimadzu | 150V | Monitoring for terminal voltage of Standard AC Resistance |
| Practical AC/DC Transferinstrument & Standard instrument (Secondary Standard) | T 1p | V.A. | Differential thermal converter (Zero method) | Shimadzu | { 16~1V 300~60A | |
| | D 3p | W.A.V. | Composite coil dynamometer (Zero method) | instrument Shimadzu Operation board Shimadzu | { 300~50V 5/2.5A | |
| | DL 5 | W | Light beam indication type 0.1class dynamometer watt meter (Deflection method) | YEW | { 200/100V 5/2.5A | |
| Operation Console | — | — | Operation desk for SQ2, D1 and D2 | Unit console 3 Shimadzu Meter indication Viewer Sugiura Laboratory | — | |
| Standard Equipments (Calibration for Standard) | R 1 | W meter Test $\cos\varphi=1$ | Standard resistance load | Shimadzu | 30~0.2Ω 5A | |
| | | " $\cos\varphi=0$ | Zero powerfactor test set for wattmeter | Standard mutual Inductance Potential divider YEW YEW | 1 mH | |
| | | $\cos\varphi=0$ | Standard air condenser | YEW | | for fictional load test |
| Supply Sources | 3KI | 50~60 c/s | DC Motor-AC Generator | Meidensha | | 0~150V, 300V 0~5A for fictional load test |
| | AMP 1 | 50, 60 c/s | Electronic Supply Source | Toei | 60V A × 2 | for real load test |
| | AMP 2 | Power freq. ~ 2 k c/s | Electronic Supply Source | Hitachi | 750V A | |

principle of power measurement with the electrometer is shown in Fig. 2. Where N : moving vane, 1, 2, : quadrants.

Deflection of moving vane

$$\propto (\text{potential difference between } N \text{ and } 1)^2$$

$$- (\text{potential difference between } N \text{ and } 2)^2$$

We can converge the deflection to zero adjusting DC voltage E_d .

We get the following relation at such condition, where T is period.

$$\frac{1}{T} \int_0^T (e_a + Ri_a)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T (e_a - Ri_a + E_d)^2 dt$$

$E_d I_a \cos \varphi = E_d^2 / 4R$ AC power can be determined with DC voltage.

D2 is Shotter of Hawkes type AC/DC comparator. The distinguishing features follows. The dynamometer coil system is astatic, and DC coil system is the ring yoke magnet system. The AC/DC sensitivity ratio can be set by adjusting magnetic shunt and shunt resistance of DC moving coil.

The static voltmeter SV1 is mainly used for monitoring the potential drop of the standard resistance (load) $R1$ with deflection method. The short scale is employed without the long scale. That is realized with two light sources; one is fixed for zero-point drift checking, the other can be removed freely on the guide rail, equally distant from the meter, to get the spot on the short scale.

T1p is composed of two thermocouples as well known. Other instruments and equipments are described 5 and 6.

Part II. Electrodynamicmeter type AC/DC Transferinstrument

4. Theory of indication of electrodynamicmeter

4.1 Some requirements for this type transferinstrument

4.2 Theory of indication characteristics of dynamometer especially in power measurement.

Error factor are as follows except reading error.

(1) Temperature error

- (i) Variation of controlling torque depending on change of spring constant.
- (ii) Resistance-temperature coefficient in potential circuit.
- (iii) Deformation of coil dimension.

(2) Electromagnetic error

- (i) Variation of torque constant.
- (ii) AC error
 - 1 Time constant of potential circuit.
 - 2 Eddy current induced and flow in the metal conductor near the coils.

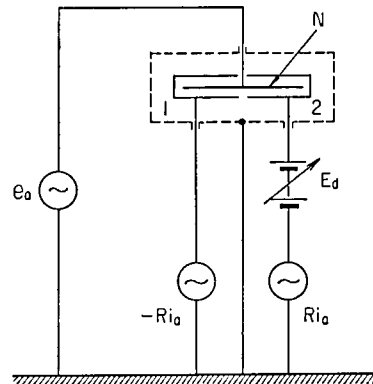


Fig. 2.

3 Mutual inductance between fixed and moving coils.

4 Capacitive current.

- (iii) Change of potential circuit resistance
- (iv) External magnetic field
- (v) Residual magnetism
- (vi) Magnetic impurity
- (vii) Static torque
- (viii) Wave form
- (ix) Frequency
- (x) Power factor
- (3) Mechanical error
 - (i) Friction error
 - (ii) Imperfection of elasticity of spring

The author designed our instruments marking above factors and also reduced characteristics of indication by means of circuit theory to analyze the results of AC test and to improve the design of the instrument. Contents of 4.2.

- (1) Indication of dynamometer type wattmeter
- (2) Torque constant and scale characteristics
- (3) Fundamental circuit of wattmeter
- (4) Indication of wattmeter in fictional load test
 - (i) General consideration
 - (ii) Fundamental approach
- (5) AC characteristics with fictional load test
 - (i) Calibration in DC
 - (ii) Calibration in AC ($\cos \varphi = 1.0$)
 - (iii) Power factor characteristics
 - (iv) Effects due to input voltage
 - (v) Effects due to supply current
 - (vi) Zero powerfactor test
 - (vii) Effects due to eddy current
 - (viii) Stray capacity and mutual inductance
 - (ix) Effects due to self and mutual inductance and stray capacity.
- (6) AC characteristics with real load
 - (i) Fundamental approach
 - (ii) Effects of eddy current
 - (iii) Effects of self, mutual inductance and stray capacity.

5. Electrodynamometer type AC/DC Transferinstrument

5.1 Composite coil dynamometer

5.2 Substandard

5.3 Meter indication viewer

5.4 Calibration procedure

The fundamental principle of composite coil dynamometer and details are described, especially about sensitivity adjustment and how to determine various constants.

The substandards are the standard load and zero-power-factor testing set. The standard resistance load is used for wattmeter test at $p.f. = 1.0$, and also for current measurement as the AC shunt, of which voltage drop is measured with static voltmeter for example SV-1. AC error depends upon the time constants. Standard mica condenser, of which loss angle is known, can be used for wattmeter test at leading current $p.f. = 0$.

Zero-power factor testing set is composed of two units, the one is standard mutual inductance, of which impurity is estimated, the other potential divider.

Operating console is provided with the meter indication viewer, with which the test man can adjust the indication of undertest instrument accurately and easily without eye-strain. Because three images—pointer, scale, and reflected pointer—are magnified and projected on one flat screen by means of optical system. If the undertest is the light beam indication instrument, the test man can observe its indication through binocular glass attached to the system.

6. Practical AC Standard

6.1 General introduction

6.2 Practical AC standard

6.3 Standard wattmeter (0.1 class)

As the transfer instruments are not suitable for routine work—calibration of many instruments—either in construction or in operation, we designed the practical transfer-instrument for this purpose, because some of meter certification branches had required what could calibrate 0.2 class laboratory type instrument with ease. The author calibrated 0.2 class meters registered as standard for certification at all branch in Japan in 1959. The author employed resistance adjusting method for calibration, and Siemens Lichtmarken Instrumente as the indicator in deflection method. The author developed the measurement system, and employed zero-method. The zero indicator is composite coil dynamometer in conference of Dr. Friedle Type Wattmeter. The instrument can be used for powerfactor test of wattmeter and calibration of low power factor wattmeter.

The specification or characteristics of laboratory type instrument (JIS 0.2 class) produced in Japan is not sufficient recently for our demand. Then the author designed the new type standard instrument, what we call 0.1 class. It has the light beam dual scale indication system, the tension strip system which support moving part, and some effective contrivances for calibration of lower class instruments.

| |
|------|
| DOC |
| 1968 |
| 8 |
| 電気系 |

目 次

| | |
|--------------------------|----|
| § 1 序 章 | |
| 1.1 交流標準とは | 1 |
| 1.2 交流標準確立の意義 | 3 |
| 1.3 歴史的概観 | 4 |
| 1.4 本報告の概要 | 6 |
| § 2 交流標準の確立方式 | |
| 2.1 交流標準の要件 | 7 |
| 2.2 比較誤差 | 10 |
| (1) 概 説 | 10 |
| (2) 比較誤差の定義 | 11 |
| (3) 相互比較による比較誤差の測定法 | 11 |
| (4) 比較誤差の評価 | 13 |
| 2.3 標準の維持 | 14 |
| 2.4 標準の供給 | 16 |
| § 3 交流標準の設備概要 | |
| 3.1 概 説 | 19 |
| 3.2 標 準 器 | 20 |
| (1) 電流力計型交直流比較器 D1 | 20 |
| (2) 静電型交直流比較器(象限電位計) SQ1 | 23 |
| (3) 静電型交直流比較器(象限電位計) SQ2 | 24 |
| (4) 電流力計型交直流比較器 D2 | 27 |
| (5) 静電電圧計 SV1 | 28 |
| (6) 熱型交直流比較器 T1p | 29 |
| (7) 標準電力計 DL5 | 29 |
| (8) 実用交直流比較器 D3p | 29 |
| (9) その他の標準器 | 30 |
| (i) 標準抵抗負荷 | 30 |
| (ii) 零力率試験用標準器 | 31 |
| 3.3 電 源 | 32 |
| 3.4 附 属 設 備 | 33 |
| § 4 電流力計の指示特性 | |

| | |
|------------------------|----|
| 4・1 電流力計型交直流比較器の要件 | 35 |
| 4・2 電力計の指示 | 36 |
| (1) 電力計の指示 | 36 |
| (2) トルク定数と目盛特性 | 37 |
| 4・3 電力計の基本回路 | 39 |
| (1) 電圧回路 | 39 |
| (2) 電流回路 | 40 |
| 4・4 虚負荷法における電力計の指示 | 42 |
| (1) 概説 | 42 |
| (2) 虚負荷法の場合の指示の基本的な考え方 | 42 |
| 4・5 虚負荷試験と特性 | 45 |
| (1) 直流による目盛校正 | 45 |
| (2) 力率 1.0 における目盛校正 | 47 |
| (3) 力率の影響 | 48 |
| (4) 電圧の影響 | 51 |
| (i) 電圧の影響の表わし方 | 51 |
| (ii) 電圧変動と補正率の関係 | 51 |
| (iii) K_3 の求め方 | 52 |
| (iv) 電圧の影響の従来の定義の批判 | 53 |
| (5) 電流の影響 | 53 |
| (i) 電流の影響 | 53 |
| (ii) K_2 の求め方 | 54 |
| (6) 零力率試験 | 55 |
| (7) うず電流の影響 | 55 |
| (8) 静電容量と相互インダクタンス | 59 |
| (9) L, M および C の影響 | 61 |
| 4・6 実負荷の場合の電力計の指示 | 64 |
| (1) 指示の基本的な考え方 | 64 |
| (i) 電圧回路が負荷側にある場合 | 64 |
| (ii) 電流回路が負荷側にある場合 | 65 |
| (2) うず電流の影響を考慮した場合 | 66 |
| (3) L, C, M の影響 | 70 |
| § 5 電流力計型交直流比較器 | |
| 5・1 電流力計型交直流比較器 D1 | 72 |

| | |
|-------------------------------------|-----|
| (1) 入力回路 | 72 |
| (i) 電流回路 | 72 |
| (ii) 電圧回路 | 74 |
| (2) 指示特性式 | 76 |
| (3) 校 正 | 78 |
| (i) 感度調整 | 78 |
| (ii) 定数 C_D の決定 | 79 |
| (4) トルク定数の検討 | 81 |
| (i) 使用時のトルクについて | 81 |
| (ii) G_{24}/G_{13} のスケール上の位置による変化 | 82 |
| (iii) 誤差トルクの検討 | 85 |
| (5) 交流回路の抵抗器 | 86 |
| (6) 交流切換器 | 87 |
| (7) 変成器およびレンジ切換器 | 88 |
| 5・2 附属標準器 | 89 |
| (1) 概 説 | 89 |
| (2) 標準抵抗負荷 | 89 |
| (3) 零力率標準器 | 92 |
| 5・3 計器試験用拡大投影装置 | 94 |
| § 6 実用交流標準 | |
| 6・1 概 説 | 98 |
| 6・2 実用交直流比較器 | 99 |
| (1) 基本構想 | 99 |
| (2) 測定原理 | 100 |
| (i) 電力計の AC/DC 差の測定 | 100 |
| (ii) 力率の影響の測定 | 101 |
| (iii) 低力率電力計の校正法 | 102 |
| (3) 定格と構成 | 103 |
| (4) 指示計部 | 104 |
| (5) 主トルクと相互干渉 | 105 |
| (6) 測定操作部 | 108 |
| 6・3 標準電力計 | 109 |
| (1) 概 説 | 109 |
| (2) 設計の基本構想 | 110 |

| | |
|----------------|-----|
| (3) 定格の選定..... | 110 |
| (4) 機構の概要..... | 110 |
| § 7 む す び | |
| 文 献..... | 114 |

交流標準の研究

—電流力計型交直流比較器—

§ 1 序 章

1・1 交流標準とは

一般に計測技術は測定精度と測定効率の2面から評価が下されるから、適用対象に応じてウェイトの置き加減も自ら異なってくる。標準の確立を目標とする場合はあくまで精度に主体が置かれる。周知の如く精度は正確さと精密さを併せた意味をもち、精度を保証することは俗に言えば「かたより」と「ばらつき」の評価を下すことに帰着する。標準の確立に特に重要な意味を持つのは前者である。交流の標準を確立するにはいかなる方式をとるべきか、まず、交流標準とは何を意味するかを述べることにし、稿を起すこととしたい。

一般に与えられた計測器はこれより一階級は高級な標準器の値と比較することによって校正される。この標準器はさらにより高級なそれで校正される必要があり、標準器の系列ができる。かくて高級へと逐次、たどってゆくとき、最終に到達するものは単位標準器となる。長さ、質量、時間、および温度などの物理学上の基本量は、その標準が国際的な取り極めによって定義されており、その他の物理量は原理的に基本量から組立てることができるから、最小限度必要なものは基本単位である。電気的な単位は組立単位の一つである。基本的な物理量から実用的な電圧、電流及び電力の標準が導かれる経路は Fig. 1・1・1 に示される⁽¹⁾。絶対測定によって確立された抵抗および電流標準は具体的な標準器としての標準抵抗器および標準電池に値を移して、それぞれの標準器群で維持され、国際的な比較もまたこの段階で行なわれている。一般に標準は理論的に不変で、且つ再現性が高く、その運用に当って普遍性が必要であるため、国際的および国内的に管理、統制が必要となる。従って各国とも標準の確立は国家、或いはこれに準ずる機関が当たっている。これは一面には公正中立な審判的立場を守るため、営利的な私企業にゆだねないという意味もあるが、他面、私企業が自己の多額の投資をさけ、この点の始末を国家にゆだねたに過ぎぬとみることできる。わが国の電気単位は当所が維持し、これより導かれる実用的な標準は標準器部、検定部がそれぞれ確立と維持に当たってきた。(注：現在の日本電気計器検定所は後者が技術的な母体となった)。

標準電池および標準抵抗器の他、実用上にはいわゆる照合用標準器 (Reference Standard) と

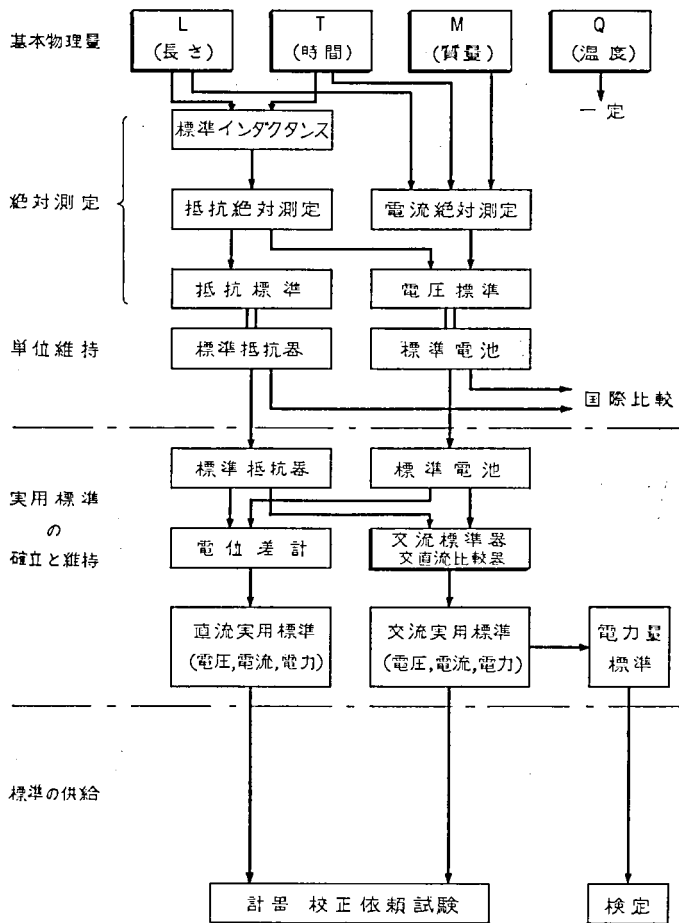


Fig. 1.1.1

して、電位差計、交直流比較器などの標準器をあげることができる。

直流の場合は校正された標準電池を基準に電位差計およびその附属品すなわち分流器および分圧器を用いて精密測定ができ、電圧、電流および電力を実用上十分な精度、すなわち 0.01% の精度で測ることは比較的容易であり、直流標準は確立され、もはや大きな問題は残されていない。蓄電池に代る安定な電源とか、標準電池に代る実用的な電圧標準が望まれていたが、前者は実現し、後者も経年変化に問題があるもののその実現は近いとみられる。すなわちゼナー・ダイオードや、パワートランジスタの開発はこれらの基礎となった。トランジスタ式直流電源は既に精密測定においても実用期に入ったとみてよい⁽²⁾⁽³⁾。

一方交流では標準電池に相当する電圧標準がない。交流電位差計による方法は精密測定とは云うものの、通常は動作電流が指示計器で規定される。従って交流測定の精度はこの計器の交流および直流におけるレスポンス差およびその読取精度により制限される。交流における動作電流を正確に

定めることができないため、直流電位差計のような高精度が得られない。つまり交流における「かたより」の基準をどのような方法でうるかを考えねばならない。

絶対測定法は技術的困難性の他、大きな設備や経費を要するので、直流におけるより誤差介入の因子の大きい交流でも、直流と同様な絶対測定の体系を別個につくることは賢明ではない。そこで Fig. 1・1・1 のように、絶対測定は標準電池、標準抵抗の前まであり、交流標準としては直流標準を基準に、これより導き出す方針をとることが实际的である。かくて交流および直流でのレスポンスが等しいと考えられる一種の変換器を仲介に直流値を交流に移す方法が、一般的な手法として広く行なわれている。この変換器は Transfer instrument あるいは AC/DC Comparator などと呼ばれるが、以下単に交直比較器と呼称することにしておく。このため、交流標準の精度は主に次の因子で決る。

1. 直流測定の精度
2. 交直流比較器の精度
3. 交流電源の安定度

実験室の温湿度をはじめ、使用標準器類もその内部温度も一定、自己加熱の影響なども定常状態となるよう、測定中は周囲条件を一定に保たねばならぬことはもちろんである。理論精度も、1に、2,3 が加わるため1単独のそれより劣ることは避けられない。目標精度は標準設定に対する社会的要望によって定まっているが、現在では、可聴周波帯域まで、精度 0.01% が望まれている。

1・2 交流標準確立の意義

標準の確立は測定の精度に関する基礎であることは言うまでもない。従って精度向上の研究をすすめることは、例え現時点において、実用上には標準供給の要請が生じていない場合であっても、それ自体は学問的にまた技術的に十分な価値をもつものであり、精度向上の要求は際限のない課題として残される性格のものである。一方実用上からは次の如き要望が生じてくる。需給計器の誤差は直接電気料金に関係するため、それらの特性や、検定精度に対する産業界の関心は深い。需給計器の検定方法として電力量標準器で電力量標準を維持し、各地の検定局所へ電力量の形で値を移し、これを基準に需給計器の検定を行なうようになった。旧法では各地の検定局所へ電力の形で値を移し、これと時間測定と相俟って電力量標準をうる方法をとっていた。従って値を移す経路、手順等よりみても旧法は必然的に精度が落ちる。現在は旧法も行なわれ、両法が共存している過渡的状态にある。また計測器メーカーの標準器の校正、あるいはユーザーの各種計測器の校正等の要求に対処する必要がある。これらの必要性から、必然的に目標とする精度が定まってくる。

例えば電力量標準器や、0.2 級電力計の校正のためには精度 0.01%、また航空機用計器等ではその校正のために、400~500 c/s の周波数帯域ではば 0.1% 程度の精度が必要となる。しかし、各種の試験条件の要請等を考慮するとき、周波数帯域はほぼ可聴周波帯まで拡張する必要が認められ、次の段階はいわゆる搬送周波帯となり、逐次標準が定められてゆき、すでに確立されつつある高周

波帯の標準と結び、標準体系に断層がなくなることが期待される。

1・3 歴 史 的 概 観

前述の如く交流標準器は交流、直流で同一レスポンスの機構が期待されることから、古くより電流間の力、静電的な力、および熱的現象が利用され、今においてもこの大勢には変りはない。個々の型式の時代的な発展については、電試調査報告 No. 147 交流標準（その発展と現状）1957 年（昭 32）⁽⁴⁾、および文献基礎電気標準について（III）交直流比較器 1961 年（昭 36）⁽¹⁾に夫々技術的問題点を挙げて報告しておいたので、これらは割愛し、各国における実施機関と年代的な発展傾向のみを述べておく。

標準維持機関は各国共公立の研究所がこれに当たっている。最も著名なものは英国の National Physical Laboratory (NPL) であり、設備、経験、実績ともに高いレベルにあり、静電型の開発、および電流計型機構と永久磁石一可動コイル型機構を組合せた比較器の端緒を開いたこと、さらに高精度の電子管式計器試験用電源を設置したことなど、正に名実共に主導的立場にあると云える。米国の National Bureau of Standards (NBS) は NPL に次ぐ実績があり、中期における電流計型の開発後はむしろ、熱型すなわち熱電対の研究にみるべきもの多く、今や Thermal converter では指導的地位にあると云える。研究の主体も周波数帯域を伸すことに向けられている。戦前古いドイツの伝統を誇った Physikalisch-Technischen Reichsanstalt (PTR) は NPL と同じく象限電位計の研究に特色があったが、第二次大戦の結果 PTR は解体され、西独に Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) として生れ変わった。基礎部門より着実に再建に着手し、新しいブリッジ式電流計型比較器は注目を浴びている。学ぶべき点は極めて多い。仏国は完全な国立研究所ではないが Laboratoire Centrales des Industries Electriques (LCIE) が、電流計、静電電圧計について簡単に報告しているが、平凡であるし、未発表のアイディアはあるかもしれぬが現時点では特に学ぶべき点もないようである。一方新興勢力として特に注目したいのは濠州の National Standard Laboratory (NSL) で電圧の直接比較を行なって静電型電極の酸化皮膜の影響を報告している他、NBS や、南阿の NPL と密接な連繫を保って、他の標準分野での業績も上っている。南阿連邦には South African National Physical Laboratory (NPLSA) があり、NBS や NSL との関係も深い模様で、トーション・ヘット型の電流計を NBS の影響の下に試作した。ソビエトは、幾つかの文献はあるものの標準確立の体制、標準器について詳細が判らないが熱電対が用いられている模様である。以上は国家機関を概述したが、それぞれの国の主要計器メーカーは高度な標準器の開発を行ない、0.2 級を上回る 0.1 級の標準器を市販するに至った。光示式計器による 0.1 級標準器の他に、電流計機構一永久磁石可動コイル機構の自動平衡型比較器が最近の流行となりつつある。

さて交流標準器の発展はその起点を 1900 年、すなわち 20 世紀初頭におくのが妥当である。若干の年代の相違は認められるものの以後ほぼ 10~20 年を 1 つの区間として、その間の特色を概む

ことができよう。

すなわち 1900~1910, 1910~1920, 1920~1940, 1940~1960 の4区間に分けられる。

第1の区間は電流計では初期の理論的研究が C. V. Drysdale によりまとめられつつあり⁽⁶⁻⁷⁾, 他方 NBS では E. B. Rosa⁽⁸⁾ によりうず電流に対する補償⁽⁸⁾が提案されるなど、基礎的な仕事は米国中心にすすめられていた。欧州大陸では PTR で H. Schultz が象限電位計定数の電圧特性等を着々と調べつつあった⁽⁹⁻¹⁰⁾。熱型の一種として熱線型の試作例が米国の E. E. Northrup によって報告されている⁽¹¹⁾。要するにこの時代は揺籃期であったと云えよう。しかしながらすでに国柄の特色が自からうかがえるようである。

第2の区間は云うなれば欧州における静電型の開花期であった。NPL の E. H. Rayner⁽¹²⁾ による静電型多房電圧計もさることながら、特筆すべきは C. C. Paterson, E. H. Rayner⁽¹³⁾ による象限電位計による交流電力測定の研究であり、英国における電力測定の1次標準の方式を打ち出した点に大きな意義がある。なおこの他 A. H. Compton, K. T. Compton⁽¹⁴⁾ による象限電位計の理論等が著名であった。

第3の区間になると米国の NBS の活動期に入り、前区間の蓄積が各種の電流計型標準器となってぞくぞくと現われてきた。NBS の指導的地位にいたのが、かの F. B. Silsbee であった。まず F. K. Harris⁽¹⁵⁾ による電圧計、次に F. B. Silsbee⁽¹⁶⁾ による差動電流計があり、最後に決定版とも云うべき J. H. Park および A. B. Lewis⁽¹⁷⁾ による電力計があり、これは今なお米国における1次標準器とされている。わが国が交流標準器として米国を範に電流計を計画したのはこの区間の終りであった。

第4の区間。この区間に至るやすでに欧州では第2次大戦が始まり、やがて世界主要国が渦中に巻きこまれ、この種の研究もその影響をまぬかれず、わが国やドイツなど戦災で中絶の止むなきに至った。研究が戦後再開されるや、脚光を浴びたのが NPL の G. F. Schotter, H. D. Hawkes の電流計機構―永久磁石可動コイル方式の比較器であった⁽¹⁸⁾。これは実用的な校正試験に便利な方式を打出した点で意義があり、以後、各国でこの型態のものが試みられ、これを自動平衡さす 0.1 級標準器の母体となった。この間電流計に関する技術も進歩し、ドイツにおける引張り懸吊方式と光示方式の技術的進歩も目ざましいものがあった。他方、真空熱電対の研究もドイツ、米国ですすめられなканずく NBS では、F. L. Hermach を中心にこの種の標準器が実用化の途をたどった⁽¹⁹⁾。かくて米国は Thermal converter において主導的地位を占めるに至ったのである。また、この間に静電型の誤差解析も進んだ他、比較器として幾多の試みが各国で行なわれた。わが国も漸く交流標準の整備態勢が進行しはじめた。また、ドイツにおいてもぼつぼつ成果が現われはじめた。1960年を迎え、全型式について、また各国において研究は隆盛化をみるに至った。

わが国における発展の概要をふり返ってみよう。昭和10年(1935)頃まで、交流の照合用標準器は実験所型計器であった。これは現在の JIS 0.2 級に相当するもので、電流計型の対角線目盛をもつ大型計器(目盛長約 31cm)で、当時米国 Weston 社製のものを、交流、および直流で

レスポンスに差がないという前提のもとに、直流補正值を交流補正值として採用していた。支所の実験所型計器は東京の旧一部所有の Weston 社製の同型の特定計器と比較する立前であった。先に述べたように各国の研究発展に追尾して、この研究に着手したが戦災で中絶し、昭和 24 年、第一歩より踏み出すことになった。当時需給計器検定の基礎として電力標準確立の要請が最も強く、且つ当時の標準検定部（旧一部）および支所保有の 0.2 級の電力計の大部分を占めるに至った国産品は戦後の一時的な技術低下と粗悪材料のため、特性上の欠陥を生じ、その交流特性、すなわち交流補正率の差、力率の影響を確めることが、他の要因検討とは別個に、検定標準の維持上から必要とされたのであった。我々の計画も、この線に沿い、一応上記の役目は果せるに至った。しかしながら照合用標準器としての精度向上をはかることは諸設備の整備が必須であるので標準器部が独立したとき、長期計画を樹て、これの実現につとめた。標準の確立方式はともかくとして、標準の供給方式に関しては、ここに述べられるように現業用の標準器に順次に値を移してゆく型態が採られるが、標準器の開発に応じ、供給方式の経路はさらに修正が行なわれ、最適な方法が採用されてゆくであろう。

1・4 本報告の概要

既刊の調査報告の末尾で僅かに言及した、わが国の交流標準について報告しなければならない。当所の標準器は、電流力計型、静電型の 2 種類に大別できる。本報告は前者を中心に述べている。すなわち、まず一般的な標準確立方式を検討提案し、標準供給の体制にも言及し、これらを通じて必要な諸設備を概説している。次に電流力計の指示特性理論を展開して一般式を与え、誤差解析の根拠を示し、校正試験結果の理論的裏付を試みた。さらに電流力計型比較器の具体例、実用型標準器と、この系列を説明している。さらに校正用の他の標準器についても言及している。

著者は商用周波においては略 0.02% の精度で標準を確立しうるに至った。すなわち実用上の交流校正をこの条件下で実施しうる状態に達している。

§ 2 交流標準の確立方式

2・1 交流標準の要件

目標精度に対して我々は標準確立と供給の方式を一つの方針として定め、これを前提に標準器をはじめとする他の設備を整えなければならない。まず1次標準器と呼ぶべき高級な標準器群（動作原理を同じくするもの、および異にするものそれぞれ数個）によって標準を確立し、この値を実用的な標準器に移しておく。一般への標準供給はこの実用的な標準器によって行なうものとする。後述するように交流補正率は直流補正率に比較誤差が加わって定まるものであって、交流標準の目標精度を 0.01% にとれば、直流校正、比較誤差は夫々 0.01% より1桁は良い精度で決定されねばならぬ。このため標準器すなわち交直流比較器が高精度でなければならず次の要件が必要となる。

① 十分な安定度を要すること。このため構造、使用材料等に特別な考慮が必要である。

注) 交直流比較器によって直流値と比べられる交流値としては何が選ばれるか。通常測定される周期的に波形の変る量を電流を例にとって挙げると

(i) 瞬時値 i

(ii) 平均値 I_{av}

$$\text{一般に } I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$$

ただし T : 周期

しかし i が例えば正弦波であれば上式で $I_{av}=0$ となる。このように時間軸に対称な波形の場合の平均値は、

$$I_{mean} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i dt$$

である。次に Fig. 2・1・1 に示すような波形を考えれば

$$I_{av} = \frac{1}{T} (A - B)$$

半波整流平均値 I_{avh} は次のようになる

$$I_{avh} = \frac{L}{T} \int_0^T \left[\frac{|i| + i}{2} \right] dt \\ = \frac{A}{T}$$

ただし、 A, B は図示の面積を表わすものとする。

全波整流平均値 I_{avf} は次のようになる。

$$I_{avf} = \frac{1}{T} \int_0^T |i| dt \\ = \frac{1}{T} (A + B)$$

従ってこれらの間には、

$$I_{avf} + I_{av} = 2I_{avh}$$

なる関係が成立している。

(iii) 波高値 Fig. 2・1・2 に示すようににさまざまにとれる。

(iv) 実効値

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

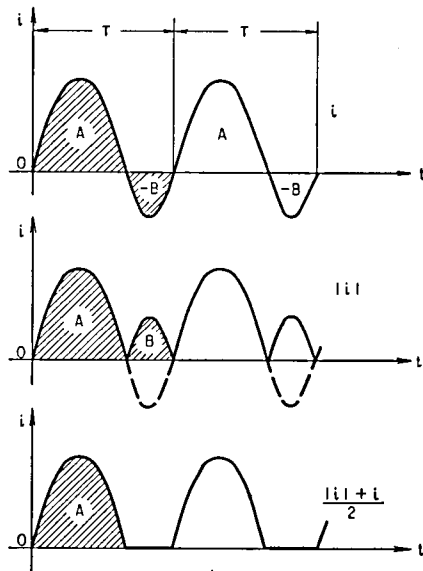


Fig. 2・1・1

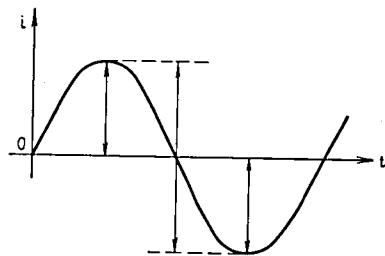


Fig. 2・1・2

② 被測入力 の 0.01~0.001% の変化を十分検出する感度を有すること。

③ 交流および直流でのレスポンス差が理想的には零であること。しかし、これは現実には得難いのでなんらかの方法で確認する必要がある。

また残された重要な問題はこれらに使用される電源の質である。直流電源は安定度において殆んど問題はない。極性を切り換えて使用するとき、蓄電池の場合に比し、トランジスタ化電源では過渡的な不安定が暫く残るようである。一方交流電源は直流と同程度の安定なものは得難い。すでに掲げた目標精度をうるためには、試験所要時間中の振幅安定度は 0.01% より良くなければならぬが、歪率はこれ程きびしくなく、1% 以内であればよい。現用の標準器の動作原理から云って、周波数の変動が、絶対値に直接大きく影響することはない。

上にあげた要件を満たす体系を整えるに当り、特に重要なのは ③ に相当する問題で、標準器の校正に必要な、標準負荷、或いは $\pi/2$ の位相標準等が備えられねばならない。

交直流比較器は交、直流でのレスポンスの等しい変換機構として、電流相互間の力とか或いは静電力による機械的エネルギーとか、或いは電流により発生する熱エネルギーを入力として機械的変位、または熱起電力を出力とするものが用いられる。これらの入力は電氣的入力の瞬時値の 2 乗の関数として表わせるので、比較器の構成を適当に選ぶことによって出力が実効値の 2 乗に対応するものが容易に得られる。さらに実用上は交流値として実効値が最も多く用いられている。これらの点から、直接に直流と比べるものとして実効値を選ぶことが多い。例えばこれらの各種の値から実効値との関係を求めても特殊な波形についてしか、簡単には求められない。純正弦波の場合、波高値は実効値の $\sqrt{2}$ 倍である。そこでこの波高値を直流と比較する手法もある。

しかしながら一般に実効値以外の値では変換装置が複雑になったり、変換素子の精度が不足したりするため、全体としての精度が低下する恐れがある。

これらの事から本報告で扱う交流値は全て実効値とした。第 2・1 表は変換器の動作原理による得失の概略比較である。

注) 比較器のレスポンス

電流計を例にとると、 G をトルク定数とすれば、電流計の場合は、電流を i としたときに、瞬時トルクは Gi^2 で表わされる。

電圧計の場合は、トルクは $G \cdot v^2/Z$ 、電力計の場合は Gp/Z' となる。 v は電圧の瞬時値、 p は電力のそれであり、 Z, Z' はそれぞれの場合の回路定数である。いま簡単のため、電流計の場合を例にとって、指示の式を示せば、

$$P \frac{d^2\theta}{dt^2} + N \frac{d\theta}{dt} + U\theta = Gi^2$$

θ : 可動部角変位

P : 可動部慣性性能率

N : 制動係数

U : 制御係数

G : ($=K \cdot dM/d\theta$)

K : 回路定数

$dM/d\theta$: トルク定数

M : 可動、固定両コイル間の相互誘導係数

i : 電流瞬時値 (この場合固定コイル電流)

第 2・1 表

| 変換方法 | 変換器型式 | 相 対 的 な 比 較 評 価 | | | | | | | 基本的得失 | 適 用 |
|------|-----------------------|-----------------|----|------|-------|------|-----------|-------|--|---|
| | | 精 度 | | | 堅 牢 性 | | 操 作 | | | |
| | | 安定度 | 感度 | 比較誤差 | 機械的 | 電氣的 | 校正 | 試験 | | |
| 力 | 電磁力 電流力計 | 高い | 高い | 比較的大 | 堅牢 | 堅牢 | 最も面 | 容易 | 1. トルクが大きく、高感度のものが得られる。 2. 取扱が容易、堅牢なこと。 3. 消費電力が多く且つ誤差因子も多い。 | 電圧、電流、電力に適用しうる。 |
| | 静電力 静電電圧計 象限電位計 | 高い | 高い | 微小 | 弱い | 相当弱い | 厳密にできる | 手数がかる | 1. トルクは小さく、周期は長い。 2. 装置はデリケートで取扱は困難。 3. 殆んど電力を消費せず、誤差因子も少い。 | |
| 熱現象 | 熱電対, 熱線膨張 | 低い | 高い | 比較的小 | 弱い | 弱い | 余り厳密にできない | 比較的容易 | 1. 周波数特性が優れている。 2. 装置は比較的簡単。 3. 電気熱両現象の時間的遅れは最大の欠点。 | 電力測定回路は 2 乗差の乗算回路より構成できるが完全な 2 乗特性でないため高精度は望めない。電圧、電流用として重視される。 |

いま

$$\sqrt{U/P} = \omega_n$$

$$N/2 \sqrt{PU} = \zeta$$

とすれば、

直流での応答は $i = I_d$ (一定) とし、周知の如く次の三通りの場合を生じる。

$$\zeta < 1$$

$$\theta = \frac{G}{U} I_d^2 \left[1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \left(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \right]$$

$$\zeta = 1$$

$$\theta = \frac{G}{U} I_d^2 [1 - (1 + \omega_n t) e^{-\omega_n t}]$$

$$\zeta > 1$$

$$\theta = \frac{G}{U} I_d^2 \left[1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{\zeta^2-1}} \sinh \left(\sqrt{\zeta^2-1} \omega_n t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{\zeta^2-1}}{\zeta} \right) \right]$$

定数状態のふれを θ_{dc} とすれば $t \rightarrow \infty$ で

$$\theta_{dc} = \frac{G}{U} I_d^2$$

交流の場合の応答は、 $i = I_m \sin \omega t$ とすると

$$i^2 = \frac{I_m^2}{2} (1 - \cos \omega_k t)$$

但し

$$\omega_k = 2\omega$$

ここで

$$\omega_k / \omega_n = \eta$$

とおくと

$$\zeta < 1$$

$$\theta = \frac{G}{U} \frac{I_m^2}{2} \left[1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \left(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right) \right]$$

2.2 比較誤差

(1) 概 説

交直流比較器の交流および直流でのレスポンス差は通常 Transfer error と呼ぶが、我々は従来から比較誤差という表現をとってきた。いまこの比較誤差が被測量に比べ無視できる位小さいか、或いは十分な精度で確定しているとしよう。このとき比較器が十分な安定度をもっていれば、すなわちこの値が変動しないことが確認されれば、この比較器により、直流値から交流値を定めうることは自明であり、標準は確立されたことになる。従って比較誤差の評価が最も重要であり、標準確立の方法も、この考え方によって幾通りかでてくる。例えば基準となる一つの比較器の比較誤差を零と仮定して、すなわちその基準となる比較器の交流値は直流値そのものであると仮定して、これをもとに他の交流計器の値を統一する方法とか、或いは一つの比較器の比較誤差を間接測定、計算等によつて確めた値を採用して定め、これをもとに交流計器の値を統一する方法などがある。後の方法を一步進め、異種原理の他の比較器と比較して、信頼性を高める手段もある。しかしいずれに

$$\begin{aligned} & + \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cdot \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \tan^{-1}\frac{1-\eta^2}{1+\eta^2} \cdot \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right) \\ & - \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cos\left(\omega_k t - \tan^{-1}\frac{2\eta\zeta}{1-\eta^2}\right) \Big] \\ \zeta=1 \\ \theta = & \frac{G}{U} \cdot \frac{I_m^2}{2} \left[1 - (1+\omega_n t) e^{-\omega_n t} + \frac{1}{1+\eta^2} \left(\frac{1-\eta^2}{1+\eta^2} + \omega_n t \right) e^{-\omega_n t} \right. \\ & \left. + \frac{1}{1+\eta^2} \cos\left(\omega_k t - \tan^{-1}\frac{2\eta}{1-\eta^2}\right) \right] \\ \zeta > 1 \\ \theta = & \frac{G}{U} \cdot \frac{I_m^2}{2} \left[1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{\zeta^2-1}} \sinh\left(\sqrt{\zeta^2-1}\omega_n t + \tan^{-1}\sqrt{\zeta^2-1}/\zeta\right) \right. \\ & + \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cdot \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{\zeta^2-1}} \sinh\left(\sqrt{\zeta^2-1}\omega_n t + \tanh^{-1}\frac{1-\eta^2}{1+\eta^2} \cdot \frac{\sqrt{\zeta^2-1}}{\zeta}\right) \\ & \left. - \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cos\left(\omega_k t - \tan^{-1}\frac{2\zeta\eta}{1-\eta^2}\right) \right] \end{aligned}$$

となり直流の場合の応答とは異なる。いま定常状態のふれを θ_{ac} とすると

$$\theta_{ac} = \frac{G}{U} \cdot \frac{I_m^2}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cos\left(\omega_k t - \tan^{-1}\frac{2\zeta\eta}{1-\eta^2}\right) \right]$$

又時間平均のふれを $\bar{\theta}_{ac}$ とすれば

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_{ac} &= \frac{1}{T} \int_0^T \theta_{ac} dt \\ &= \frac{G}{U} \cdot \frac{I_m^2}{2} \\ \therefore \theta_{ac} &= \bar{\theta}_{ac} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+2\eta^2(2\zeta^2-1)+\eta^4}} \cos\left(\omega_k t - \tan^{-1}\frac{2\zeta\eta}{1-\eta^2}\right) \right] \end{aligned}$$

このことは定常状態においては、平均のふれ $\bar{\theta}_{ac}$ を中心に微小振幅の振動を伴うことを示している。この振動が比較器に要求される精度以下なら無視して差支えない。

ここで $\bar{\theta}_{ac}$ は i の実効値の2乗に対応している。従つてこの場合 $\theta_{ac} = \bar{\theta}_{ac}$ であれば

$$I_{eff} = I_d$$

となり、ふれ θ をを介して直流値を交流の実効値に移すことが出来ることになる。

また上の振幅の条件から、精度、 ω_n 、 ω 間の関係が得られる。例えば $\zeta=1$ の場合を考える。脈動分の振幅が 10^{-4} となるには $\eta > 100$ 、従つてもし個有周波数が 1 c/s であれば最低 50 c/s までの交直比較ができる。

しろ比較誤差の決定には絶対的な手段はない。本節は比較誤差決定の方式を提案している。

(2) 比較誤差の定義

次のように比較誤差を定義する。

或る標準器の指示を N ならしめる交流入力, 直流入力をそれぞれ N_{ac}, N_{dc} とするとき指示値 N における比較誤差 σ は次式であらわす。

$$\sigma = (N_{ac} - N_{dc}) / N \quad (2 \cdot 1)$$

N における交流および直流補正率を α_{ac}, α_{dc} とすれば

$$\sigma = \alpha_{ac} - \alpha_{dc} \quad (2 \cdot 2)$$

ともかける。

α_{ac} には測定および計算により決定できるものと、動作原理、構造に固有で且つ測定、計算により決定できないものが含まれていると考える。ここに α_{dc} は十分な精度で決定できるものである。すると σ は既知分 σ_0 と未知分 σ_0' の和の形で表わすことができる。

$$\sigma = \sigma_0 + \sigma_0' \quad (2 \cdot 3)$$

(3) 相互比較による比較誤差の測定法

標準器 X の比較誤差を標準器 S を基準に求める方法は2通りある。

第1法：—

つぎの3段階の手順をふむ。

- ① X に直流を加え指示を n ならしめそのときの直流値 n_{dc} を電位差計法で求める。
- ② X と S とを接続する。電圧計は並列, 電流計は直列, 電力計は電圧回路, 電流回路をそれぞれ, 並, 直列につなぐ。ここで直流を加え, X を ① と同一指示 n ならしめた時 S の読み N を求める。
- ③ X と S との接続をとき, S のみに直流を加え, その指示を ③ の読みすなわち N ならしめ, このときの直流値 N_{dc} を電位差計法で求める。

さて指示 N における S の比較誤差を σ_s とすれば, 指示 N における真の交流値 N_{ac} は直流値を N_{dc} とするとき $N_{ac} = N_{dc} + N \cdot \sigma_s$ とあらわせ, また N_{ac} は X の指示を n としたとき, X に印加された真の交流値であるから $N_{ac} = n_{ac}$ である。故に X の指示 n における比較誤差を σ_x とすれば,

$$\begin{aligned} \sigma_x &= \frac{n_{ac} - n_{dc}}{n} \\ &= \frac{N_{dc} + N \cdot \sigma_s - n_{dc}}{n} \end{aligned}$$

しかるに通常 $N \cong n$ とみなせるから

$$\sigma_x = \frac{N_{dc} - n_{dc}}{N} + \sigma_s \quad (2 \cdot 4)$$

標準器が電流計の如く外部磁界の影響をうけるものは、この点を考慮して、転極した場合との平均をとるから、転極の場合の値を“'”を付して示せば、次のようになる。

$$\sigma_X = \frac{(N_{dc} + N_{dc}') - (n_{dc} + n_{dc}')}{2N} + \sigma_S \quad (2 \cdot 5)$$

第 2 法：—

① S と X とを第 1 法 2 のようにつなぎ直流を加え X の指示を n にしたときの S の指示 N を読みとる。

② 直流の代わりに交流を加え X の指示を同じ n に合せたうえこのときの S の指示 N' を読みとる。

S の N における直流補正率を α_{Ndc} とするとき X に印加する直流値 n_{dc} は $n_{dc} = N(1 + \alpha_{Ndc})$
 S の N' における直流補正率を $\alpha_{N'dc}$ 、比較誤差を $\sigma_{N'S}$ とすれば交流入力 n_{ac} は次のようになる。

$$n_{ac} = N'(1 + \alpha_{N'dc} + \sigma_{N'S})$$

しかるに $N' = N(1 + \epsilon)$ とかけ、 ϵ は 1 に比し相当小さいから

$$\begin{aligned} n_{ac} &= N(1 + \epsilon + \alpha_{N'dc} + \sigma_{N'S}) \\ \therefore \sigma_X &= \frac{n_{ac} - n_{dc}}{n} \\ &= \frac{N(1 + \epsilon + \alpha_{N'dc} + \sigma_{N'S}) - N(1 + \alpha_{Ndc})}{n} \end{aligned}$$

ここで $n \cong N$ であるから

$$\sigma_X = \epsilon + \alpha_{N'dc} - \alpha_{Ndc} + \alpha_{N'S}$$

N, N' が極めて近い値であり、且つこれに最も近い目盛線 N_0 における直流補正率および比較誤差が、それぞれ α_{N_0dc}, σ_S であるとすれば

$$\begin{aligned} \alpha_{N'dc} &\cong \alpha_{N_0dc} & \alpha_{Ndc} &\cong \alpha_{N_0dc} & \sigma_{N'S} &\cong \sigma_S \\ \therefore \sigma_X &= \epsilon + \sigma_S \end{aligned} \quad (2 \cdot 6)$$

従って σ_S が既知であれば、 S の読みの変化率 ϵ より σ_X を求めることができる。第 1 法と同様な考え方で転極の影響を考え、直流→交流→直流(転極)→交流、或いは交流→直流→直流(転極)→交流、の 4 回の操作をふんで平均をとることが望ましく、転極の場合の読みの変化率を ϵ' とすれば

$$\sigma_X = \frac{\epsilon + \epsilon'}{2} + \sigma_S \quad (2 \cdot 7)$$

ここに ϵ は交流の場合のふれが直流のそれより大きいときを正号とする。

さて σ_S が既知であればいずれの方法をとってもよい。一般に第 1 法の手続中 ③ において指示 N は必しも目盛劃線上にないため、この点に指示を合せることは、第 2 法での X の指示設定が常に目盛劃線上にとる方法に比して精度が落ちることはさげられない。そこで著者の場合は第 2 法を

採用することとした。

(4) 比較誤差の評価

任意の2台の標準器を例えば D および S とし、 D の比較誤差 σ_D を S を基準に第2法によって求めれば

$$\sigma_D = \epsilon_{DS} + \sigma_S$$

ここに ϵ_{DS} は S の読みの変化率、 σ_S は S の比較誤差である。従って σ_S が既知であれば σ_D は求められたことになる。しかるに既述の如く σ_S は完全には既知でないから、いくら比較操作を繰り返しても比較誤差を絶対的には決定できないことは自明である。

さて既述のように $\sigma = \sigma_0 + \sigma'_0$ であるから基準となる標準器に限り $\sigma'_0 = 0$ なる仮定を設けると $\sigma = \sigma_0$ となり、これは測定、および計算により確定している。この方法だと1個の標準器のもとに全ての交流値の統一はできる。実用面ではこの方法で大きな不都合は生じないであろうが、この標準器の安定度は十分高いものでなくてはならぬ。

著者は上の手法、或いはその極端な場合、基準となる標準器の $\sigma = 0$ と考える手法は、標準確立のためにあるべき方法ではないと考える。すなわち $\sigma'_0 = 0$ という仮定をどのように吟味すべきか、標準器の安定度を確めるのにどのような手段があるか、を考えることが先決である。

従って σ'_0 を定めるのが最も本質的な途である。この σ'_0 をチェックする一つ的手段として異種原理の標準器の相互比較を考える。いま異種原理の二つの標準器を D, S とすれば、第2法により S を基準にとれば、 S の読みの変化率 ϵ_{DS} が求められる。このとき次の関係が成立している。

$$\epsilon_{DS} = (\sigma_{0D} - \sigma_{0S}) + (\sigma'_{0D} - \sigma'_{0S})$$

右辺の中で、 σ_{0D}, σ_{0S} はそれぞれ既知の値である。

ここでもし

$$\epsilon_{DS} \cong \sigma_{0D} - \sigma_{0S}$$

が成立しておれば、当然次の関係が成立する。

$$\sigma'_{0D} - \sigma'_{0S} \cong 0$$

これが成立するためには次の関係が必要である。

$$\sigma'_{0D} \cong K, \quad \sigma'_{0S} \cong K$$

異種原理であるため本質的には σ'_{0D} と σ'_{0S} は等しくない筈であるが、偶然的な原因から等しい場合も考えられる。いま仮りに K として $-0.200 \sim +0.200(\%)$ で有効数字3桁の数を考える。 $\sigma'_{0D} = \sigma'_{0S} (=K)$ が成立する確率は著者がとりあげる標準器の試験結果では1000回中高々約2回程度生ずるにすぎない。すなわち異種原理であるため、相当の大ききで両者が相等しいことは殆んどないと考えるのが妥当であろう。従って $\sigma'_{0D} \cong 0, \sigma'_{0S} \cong 0$ とみなす。すると σ_D, σ_S の値に σ_{0D}, σ_{0S} を採用することができる。いま σ_0 を決定する場合にも $\sigma_D = \sigma_{0D}$ として決定する方法と基準と

なる S について $\sigma_S = \sigma_{0S}$ として、これを標準にして、比較法で $\sigma_D = \epsilon_{DS} + \sigma_{S0}$ として決定する方法がある。両者の結果は本来は一致すべきものであるが、これが相違するとすれば、その差が結局この場合の交流標準の精度を評価する基礎となる。

しかしこの場合 S 型の唯一の標準器の $\sigma_S = \sigma_{0S}$ を基準にとり、 σ_{0S} の安定度に標準としての信頼性をおくことになるから、 σ_{0S} 決定の精度を吟味しなければならぬ。

仮りに同原理同構造の標準器 No. 1, No. 2 をとりあげ、No. 1 を基準に No. 2 の比較誤差を求めると当然 $\sigma_{01}' = \sigma_{02}'$ とみてよい。また $\epsilon_{21} = \sigma_{02} - \sigma_{01}$ となる筈であるが、これは必ずしも成立しない。それは ϵ は標準器の感度で決るが、これに反し、 σ_0 の決定は直流校正および、その他の測定操作を伴う間接測定であり、しかも個々の測定精度は現状では標準器の感度と同程度であるため、必然的に総合精度はこれより落ちるため、 ϵ の測定精度の方が σ_0 の決定の精度より信頼性の点でややまざっている。ということは標準器の器差は σ_0 の測定値により評価するより、 ϵ の測定による方がすぐれていることになる。

以上を要約すれば異種の標準器の相互比較によるときも基準となる標準器は、その σ_0 が定まらないと、実際に値を与えることはできず、 σ_0 の決定も、それ自体の測定精度が、 ϵ の測定精度より劣り、標準値としての安定性にやや欠ける。そこで唯1個の標準器の σ_0 をベースとなる値として採用するかわりに、幾つかの同原理、同構造の標準器の相互比較で ϵ を求め、これらをもとに、この型の器差を確めた上で、このグループでの採用値を定めた方がよい。そこで採用値は個々の σ_0 の算術平均と仮定する。するとこの型式の個々の σ_0 はそれぞれ ϵ を用いて新しく σ_0^* と定めることができる。こうして個々の値を決定すれば、改めて異種原理標準器との相互比較により得られた結果から、既述の如く交流標準の精度を評価できる。

2・3 標準の維持⁽²⁰⁾

先ず第1段階として同一原理、同一構造の標準器群による標準値の維持法について考える。

いま、かかる標準器を A_1, A_2, \dots, A_n とする。個々の値をそれぞれ $N_{10}, N_{20}, \dots, N_{n0}$ とつけられているとする。理想的にはこれらの値は等しくなければならないが、測定には系統誤差或いは偶然な誤差を伴い必ずしも等しくはない。このとき、このグループで維持すべき標準値を $\sum_1^n N_{n0}/n$ と定める。いまある未知量をこのグループ中の任意の1台と比較して決めるためにはその標準器の値を上採用した標準値をもとに、新たに値付けしておく必要がある。一般にこの値は次のような形であろう。 $N_n = f(\sum_1^n N_{n0}/n)$ 。この形をきめるための一つの考え方として新たに決定されるべき、 N_1, N_2, \dots, N_n のもっとも確からしい値はそれらの算術平均であり、これは同時に上記の維持すべき標準値でなければならぬという考えと、 A_1 を基準に A_2, A_3, \dots, A_n の値を求める相互比較による $\epsilon_{21}, \epsilon_{31}, \dots, \epsilon_{n1}$ は十分に信頼される値であるという考えを利用することが好便である。こうすると標準値を $\sum_1^n N_{n0}/n$ で定め、新たな値付けをいま述べた方法でできるから、未知量はこのように値付けられたどの標準器と比べることによっても求められる。

〔例〕

m 個の同定格でいずれも A なる同じ動作原理で同構造の比較誤差はそれぞれ次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{A1} &= \sigma_{A10} + \sigma_{A10}' \\ \sigma_{A2} &= \sigma_{A20} + \sigma_{A20}' \\ &\dots\dots\dots \\ \sigma_{Am} &= \sigma_{Am0} + \sigma_{Am0}' \end{aligned} \right\}$$

A_1 を基準に A_2 以下を既述の第 2 法で求めると

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{A2} &= \varepsilon_{A21} + \sigma_{A1} \\ \sigma_{A3} &= \varepsilon_{A31} + \sigma_{A1} \\ &\dots\dots\dots \\ \sigma_{Am} &= \varepsilon_{Am1} + \sigma_{A1} \end{aligned} \right\}$$

$$\text{維持すべき標準値} = \sum_1^m \sigma_{Am0} / m$$

σ_A の最も確からしい値はその算術平均値 $\sum_1^m \sigma_{Am} / m$ であり、これが上記の標準値と等しいと考える、すなわち

$$\sum_1^m \sigma_{Am} = \sum_2^m \varepsilon_{Am1} + m\sigma_{A1} \quad \text{であるから}$$

$$\sum_1^m \sigma_{Am0} = \sum_2^m \varepsilon_{Am1} + m\sigma_{A1}$$

$$\therefore \sigma_{A1} = \frac{1}{m} \left[\sum_1^m \sigma_{Am0} - \sum_2^m \varepsilon_{Am1} \right]$$

以下同様に σ_{A2} 以下も値付けられる。 m 個中第 p 番目の標準器の値は次のように示される。

$$\sigma_{Ap} = \varepsilon_{Ap1} + \frac{1}{m} \left[\sum_1^m \sigma_{Am0} - \sum_2^m \varepsilon_{Am1} \right] \quad (2 \cdot 8)$$

〔例〕

B 原理の n 個の標準器を A 原理の m 個中の第 p 番目と相互比較すると次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{B1} &= \varepsilon_{B1p} + \sigma_{Ap} \\ \sigma_{B2} &= \varepsilon_{B2p} + \sigma_{Ap} \\ &\dots\dots\dots \\ \sigma_{Bn} &= \varepsilon_{Bnp} + \sigma_{Ap} \end{aligned} \right\}$$

前例と同様に

$$\sum_1^n \sigma_{Bn} = \sum_1^n \sigma_{Bn0}$$

$$\therefore \sum_1^n \sigma_{Bn0} = \sum_1^n \varepsilon_{Bnp} + n \cdot \sigma_{Ap}$$

第 2・2 表

| 被 試 験 計 器 | | 試 験 内 容 | 標 準 器 | 電 源 | 備 考 |
|-------------|----------------|-----------------------------------|--------------------------|--------------------|-----------------------------------|
| 階 級 | 種 類 | | | | |
| 0.2 級 | 電 圧 計 電 流 計 | 日 盛 校 正 *AC/DC 差 | 電 位 差 計 交 直 流 比 較 器 | DC AC, DC | |
| | 電 力 計 | 日 盛 校 正 *AC/DC 差 *力 率 の 影 響 | 電 位 差 計 } 交 直 流 比 較 器 | DC AC, DC AC | |
| 0.5 級 以下 | 電圧計, 電流計 | 日 盛 校 正 | 0.2 級電圧計, 電流計 | AC | 0.2 級の校正値は DC 値 |
| | 電 力 計 | 日 盛 校 正 *AC/DC 差 *力 率 の 影 響 | 電 位 差 計 } 交 直 流 比 較 器 | DC AC, DC AC | } 検定用 0.5 級電力計 0.2 級の校正値は DC 値 |
| | | 日 盛 校 正 *力 率 の 影 響 | 0.2 級電力計 交 直 流 比 較 器 | AC AC | |
| | 低力率電力計 | *日 盛 校 正 | 交 直 流 比 較 器 | AC | |

標準器部が近い将来にとるべきシステムの大要は Fig. 2・4・2 に示される。標準器部の立場から云えば、(i) に対しては検定局所の中央本部に置かれている検定標準電力計（実用交直流比較器でもよい）に対してのみ、標準器部の確立した標準値を供給することを意味している。従って標準器部は、ここに電力値のみを供給し、以下は電力量の形で標準が供給されてゆくわけで、個々の局所で一々電力値より電力量を定める方法より、高精度で標準が供給されるし、検定のための操作も簡易になる。また (ii) に対しては第 2・2 表にみられる 0.2 級以下の一切の交流試験を検定部に移譲しうよう、必要な実用的な標準器を開発することにした。

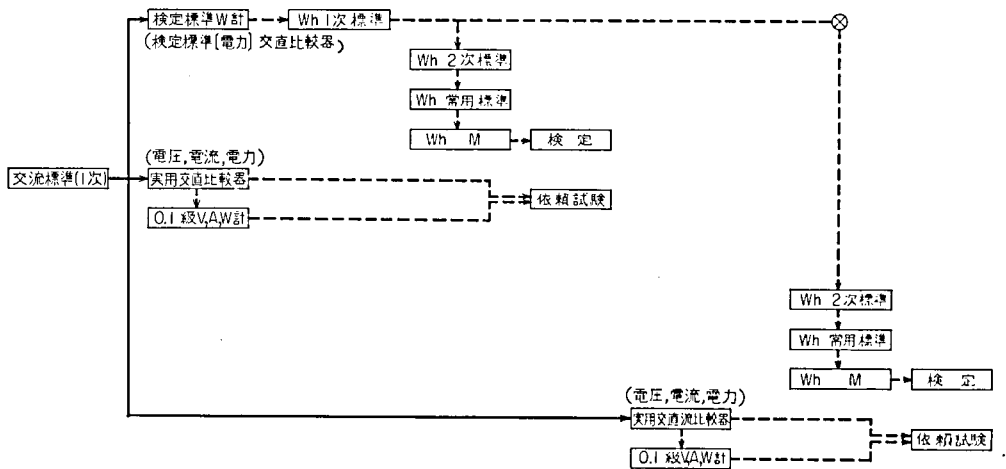


Fig. 2・4・2

要は標準器部では一次交流標準器の開発に専念し、精度向上と周波数帯域の拡張を目標とし、検定部は実用段階での標準供給を能率化することを目標としている。上のシステムを考える過渡的な状態では標準器部も実用標準器の試作にも手をつけておく必要もあった。

(i) については新しい方法が完全に実施されるまでは旧法も併存する訳であるから、これを無視することはできない。旧法の弱点の一つとして電力計の精度がとりあげられる傾向がある。各局所における使用条件も問題であるが、0.2 級電力計の電気的および機械的特性は不十分である。この点、目盛の読取精度こそ、これより劣るものの、Siemens 光示式電力計は機能的にも、電気的特性においても、標準局所で使用する限り、現有の 0.2 級計器より優秀である。従って各局所の使用条件の均質化と、0.2 級計器の改善があれば旧法による場合でも精度を幾分改善することができよう。

(ii) に対しては 0.2 級計器より一段高級な実用的な標準器を作り、これには我々の交直流比較器すなわち 1 次標準器より値を供給しておく。このため次の標準器が開発されねばならない。

(a) 0.1 級 標準電力計

(b) 実用交直流比較器

(a) は (i) の過渡的対策としての 0.2 級電力計の改善したものに相当する。(b) は地方局所を含めて、0.2 級およびそれ以下の電力計の AC/DC 差、力率の影響の測定その他、現在の 0.2 級電力計で実施できない低力率電力計の校正試験をも実施するものである。これは電圧、電流測定用のものも考えうるが、多用途をさけ、電力計専用のものに限る方がよい。

電圧、電流の標準器としてはドイツ AEG 社の可動鉄片型光示式電圧、電流計を用いれば 0.5 級以下に対しては十分であり、且つ近時需要の見込まれる 400 ~ 500 c/s での航空機用計器の校正試験にも支障を生じない。

注) 検定部は電気試験所より分離し 1965 年日本電気協会計器局と共に日本電気計器検定所となった。すなわち電気試験所より供給を受け、これにより検定局所に至るまでの各種実用標準の供給システムを組織化する体制に移行した。従って電気試験所は交流 1 次標準を持って従来の業務を担当すると共に、上の体制をサポートすることとなった。

§ 3 交流標準の設備概要

3・1 概 説

交流標準の確立、標準の供給を含めて、我々が最初に手がけたのは電流力計に基づく標準器であった、またこれのチェックのために象限電位計を試作する等、電源の整備、打ち続く標準器の改造や試作等、長期計画の下に、既述の方針の実現のため、標準器群、電源、校正用標準器、操作用設備、空調室等の整備をすすめ、漸く、当初想定の状態に近づきかけた。これら設備の総合的運用による精度向上は今後に残された大きな課題である。第 3・1 表は設備の概要を示している。

わが国における電流力計型比較器が、これら設備の整備に如何なる立場を示したか、また逆にこれが、他の設備によって如何にバックアップされているか、その周辺を明かにしておく必要がある。

3・2 標 準 器

(1) 電流力計型交直流比較器 D1

この型は NBS (National Bureau of Standards) の F. B. Silsbee の差動電流力計 (Composite coil Dynamometer) を基礎に戦前、角野、中川両氏⁽²¹⁾ が研究に着手されたが、中途において戦災で記録と共に烏有に帰し、辛うじて電流力計の本体が厄をまぬかれ、漸く、昭和 25 年、これをもとに再建にのりだし、⁽²²⁾ 原型、旧型とは相異した、幾多の改造を経て現在も稼動中で、特に堅牢性に特色がある。

簡単のため電力測定の場合を例に動作原理を概説する。通常の電流力計とはコイル系の構成が異なる、その一つは、固定 (FC)、可動 (MC) 両コイルは交流側、直流側にそれぞれ別個にあり、MC は同一軸に取り付けられている。直流側の電流方向を適当に選べば、交流側トルクと反対方向のトルクを直流側で作ることができる。すなわち可動軸は交流側、直流側の両トルクの差で角変位する。第二の点はコイル系が上・下二部分の素子に分かれ、いずれの素子も共に、交流、直流の巻線を持っている。上、下 2 素子に分かれる理由は、先ず地球磁界の水平成分がある範囲で一定と考えられ、これに対し、直流 MC は上下、同構造で巻方のみ逆になっているので模型図 Fig. 3・2・1 に示すように、これによるトルクを打消すことになる。次に交流による誘導電圧は上下で巻方向が逆だから打消される。しかしこの構造では、上下素子相互間の相互干渉が多くなるので原型を修正し、旧型では上下素子の FC 軸を空間的に直交させた。このことは逆に地球磁界に対し、無定位でなくならせたので、しゃ磁壁採用を余儀なくさせた。Fig. 3・2・2 はこの関係を模型的に示している。さて Fig. 3・2・3 は動作原理を示すための回路である。 R_1 は交流側 MC 抵抗、 R_p は電圧回路の直列抵抗、交流電力 $P=EI \cos \varphi$ であり、交流側のトルク定数を G_{13} とすれば交流側トルク T_{ac} は次の如くなる。

第3・1表

| 分 類 | 略 号 | 用 途 | 内 容 | 製 作 | 定 格 | 備 考 |
|--------------------------------|------|-----------------------------------|--|---|---------------------|--|
| 比 較 器 | D1 | W. A. | 差動電流力計 (偏読法) | 本体 YEW 直流決定盤 YEW 交流回路 自作 C.A. P.T. KDK 直流電源 | 300~30V 20~0.5A | SQ2 設計の基 礎となる |
| | SQ1 | W. V. | 象限電位計 (零位法) | 本体 TDL | | |
| | SQ2 | W. V. | 象限電位計 (零位法) | 本体 東京精密測器 特殊分圧器 島津 P.T. KDK | | |
| | D2 | W. A. V. | 電流力計—永久磁 石可動コイル (零位法) | 本体 東京精密測器 交流回路 島津 直流回路 KDK C.T. | 300~25V 20~0.1A | R-1 の端子電 圧測定、又これ で電流測定も出 来る |
| | SV1 | V (A) | 静電電圧計 | | 150V | |
| 実用標準器 { 実用交直比 較器 標準計器 | T1P | V. A. | 差動熱電対 (零位法) | 本体 島津 | 16~1V 300~6mA | (2 段目盛) |
| | D3P | W. A. V. | 電流力計零位指示 計 (零位法) | 本体 島津 操作部 | 200~50V 5/2.5A | |
| | DL5 | W | 0.1 級光示式電流 力計 (偏読法) | 本体 YEW | 200/100V 5/2.5A | |
| 計 測 卓 | — | — | SQ2, D1, D2 の本体以外の各 部, 電源装置, 操 作部を含む計測器 | 本体 島津 拡大投影 読取機 杉浦研究所 | | |
| 校 正 用 標 準 器 | R1 | 電力計 Test $\cos \varphi = 1$ | 標準抵抗負荷 | 島津 | 30~0.2Ω 5A | |
| | M1 | 電力計 Test $\cos \varphi = 0$ | 標準相互インダク タンス, 特殊分圧 器 | YEW | 1mA | |
| 交流電源 | 3 基 | 商用周波 用 50~ 60c/s | DC Motor-AC Generator 安定 装置付 | — | 2kVA | 0~150; 300V 0~5A 長時間変位 1~2×10 ⁻³ /H. 短時間変動 <1×10 ⁻⁴ /min ひずみ率<1% |
| | AMP1 | 商用周波 用 50~ 60c/s 2kc 以下 | 虚負荷 | 東英工業 日立 | 60VA×2 750VA | |
| 直流電源 | | | 電子管式定電圧電 源 | 東英工業 | 100/150/300V | 短時間変動 <1×10 ⁻⁴ /min |
| | | | トランジスタ式定 電流電源 | スタンレー電 気 | 0.5/5A | |

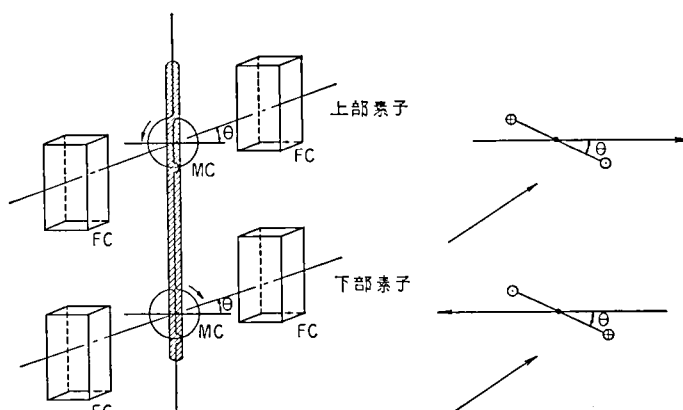


Fig. 3.2.1

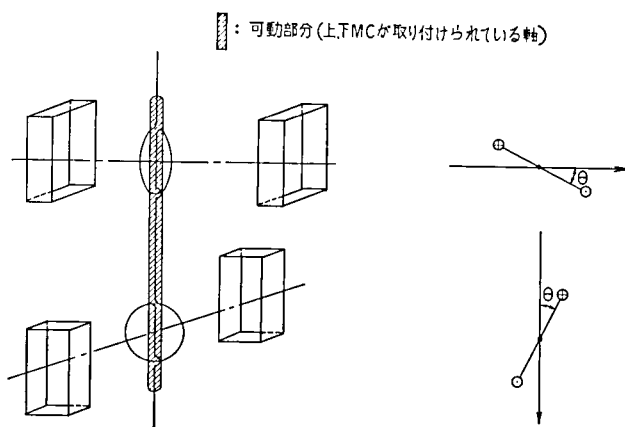


Fig. 3.2.2

$$T_{ac} = G_{13} \cdot P \cdot \frac{1}{R_p + R_1}$$

直流側 MC, FC 電流を夫々 I_2 , I_4 としトルク定数を G_{24} とすれば, 直流側トルク T_{dc} は次の如くなる。

$$T_{dc} = G_{24} \cdot I_2 \cdot I_4$$

T_{dc} の調整は I_4 を一定に保ったまま, I_2 を変えることによって行ない, これに Ayrton の分流器を用いる。これは二つの同構造の抵抗器を接触子でつないだものであり, m , n 間の抵抗値は接触子の位置如何に拘らず, 一定値 R_D に保てる。各ステップの抵抗値を R_a , 接触子ダイヤル目盛を D とすると,

$$I_2 = \frac{R_a \cdot D}{R_D + R_T + R_2} I_4$$

R_2 は直流側 MC 抵抗, R_T は直列抵抗である。 I_4 は検流計によって標準電池の起電力と比較し

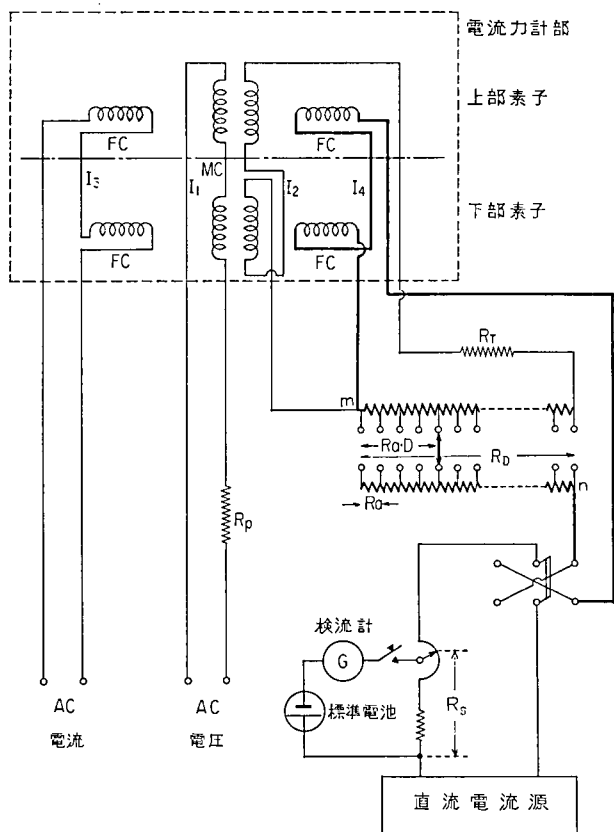


Fig. 3・2・3

$$I_4 = \frac{E_s}{R_s}$$

とする。ここに E_s は標準電池の起電力、 R_s は温度補償を含めた分流抵抗であるから、

$$T_{dc} = G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D}{R_D + R_T + R_2} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2$$

いまスプリングの制御トルク定数を U 、可動部の角変位を θ とすると

$$U \cdot \theta = T_{ac} - T_{dc}$$

読取機構を反照式とし、鏡と目盛間の距離を Z 、目盛上の偏れを X とすれば、角変位の小さいときは

$$\theta = \frac{X}{2Z}$$

従って

$$P = C_D \cdot D + C_X \cdot X$$

ただし

$$C_D = \frac{G_{24}}{G_{13}} \cdot \frac{R_p + R_1}{R_D + R_T + R_2} \cdot \left(\frac{E_S}{R_S} \right)^2 \cdot R_a$$

$$C_X = \frac{(R_p + R_1)U}{G_{13} \cdot 2Z}$$

となり、交流電力 P は、ダイヤルの読み D によって決る零部分と目盛板上の偏れ X によって決る偏読部分の和として求められる。定数 C_D , C_X を適当に選び、且つこの関係を常時規定できるようにしておけば必要な精度をうることができる。すなわち零部分の最大値の 1% が偏読部分の最大値になるようにしておき、偏読部分の 1% を正確に読みとれば、全体の 0.01% の読み取りが可能になる訳である。この型は交流側の回路の組み合わせにより電圧、電流計としても使用できる。

実際には旧型は直列抵抗として 48W の超大型標準抵抗器（油槽入）を採用したが、我々は当時の経済的理由と変成器性能の向上により、変成器の利用をはかった。このため 0.2 級電力計の定格においての交直差試験に第 2 法は適用できず、第 1 法を採用することになった。この場合回路素子の校正の他、変成器の比誤差、位相誤差はそのまま精度に影響することになる。本器は逐年改造され、その堅牢性の故いまなお実用試験用に使用されている。

(2) 静電型交直流比較器（象限電位計）SQ 1

電力測定用に象限電位計を用いた例の中、NPL (National Physical Laboratory) の報告は偏読法での決定版的な報告であった。吾々は本質的には零位法が偏読法に優先する見地より、新しい原理を採用した。⁽²³⁾

Fig. 3・2・4 は原理を示すものである。次の如く記号を定める。

e_a : 交流回路の電圧（瞬時値）

Ri_a : 交流回路の電流 i_a による抵抗 R の電圧降下。

E_d : 直流電圧（可変）

この場合

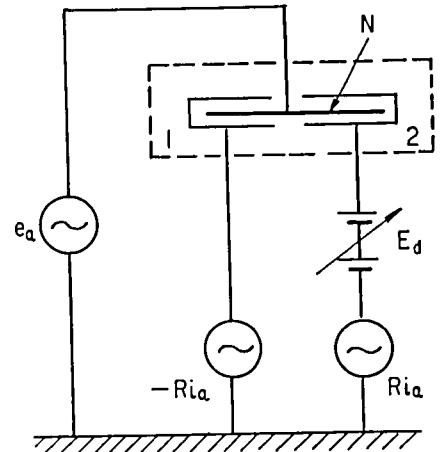


Fig. 3・2・4

$$\text{トルク} \propto [N-1 \text{ 間電位差}]^2 - [N-2 \text{ 間電位差}]^2$$

であるから、 E_d を調整して偏れが 0 となれば、

$$\frac{1}{T} \int_0^T (e_a + Ri_a)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T (e_a - Ri_a + E_d)^2 dt$$

T : 周期

e_a , i_a の実効値を E_a , I_a , 位相差を φ とすると

$$\frac{1}{T} \int_0^T e_a i_a dt = E_a I_a \cos \varphi$$

$$\therefore E_a I_a \cos \varphi = \frac{E_d^2}{4R}$$

となり、交流電力を直流電圧の 2 乗に置換できるから、 E_d を規定することにより交流電力値を確定できることになる。ここに E_d は電位差計式の精密な分圧器により、標準電池を基準にして、任意の値を与えることができるように計画した。

さてこの方法による場合、精度を支配するものとして、電位計の幾何学的構造の不完全性、各電極間に発生する接触電位差、熱起電力の影響、或いは制御定数の電圧特性とか、電極面の酸化皮膜の影響等検討を要する事項も多々あった。SQ 1 は前述の測定法を行なうと共に、これら諸因子の実験を経て、次に試作された精巧な象限電位計 SQ2 への母体となったものである。Fig. 3・2・5 はこれを示す。なお Fig. 3・2・6 は電圧計としての使用法を示す。

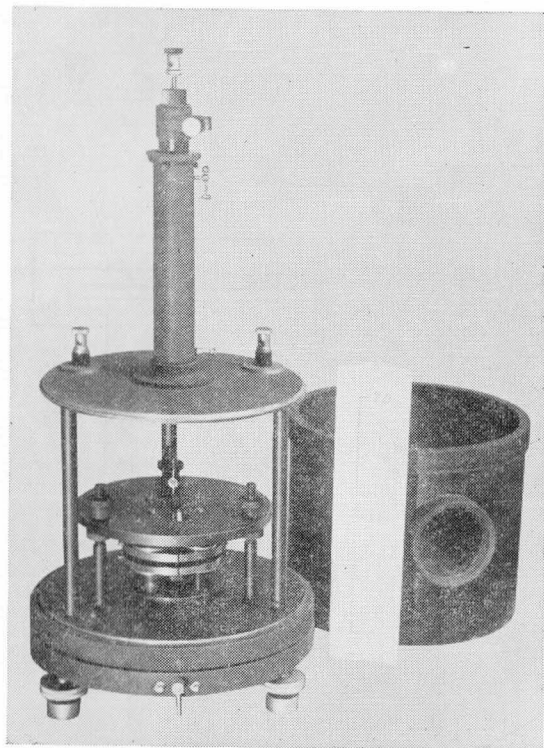


Fig. 3・2・5

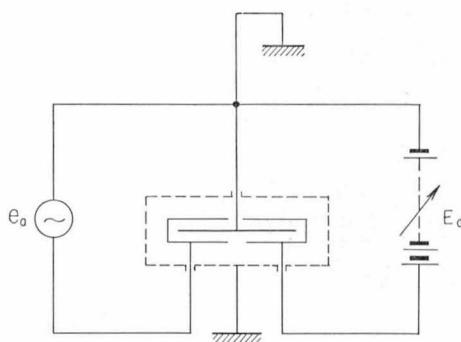


Fig. 3・2・6

(3) 静電型交直流比較器 (象限電位計) SQ2^{(24), (25)}

電位計自体として、幾何学的対称性を増し、工作精度 $\pm 0.005 \text{ mm}$ で製作された。Fig. 3・2・7 は主要部の断面および外観を示している。制御定数は電位計の構造と極板間の電位差で左右される。

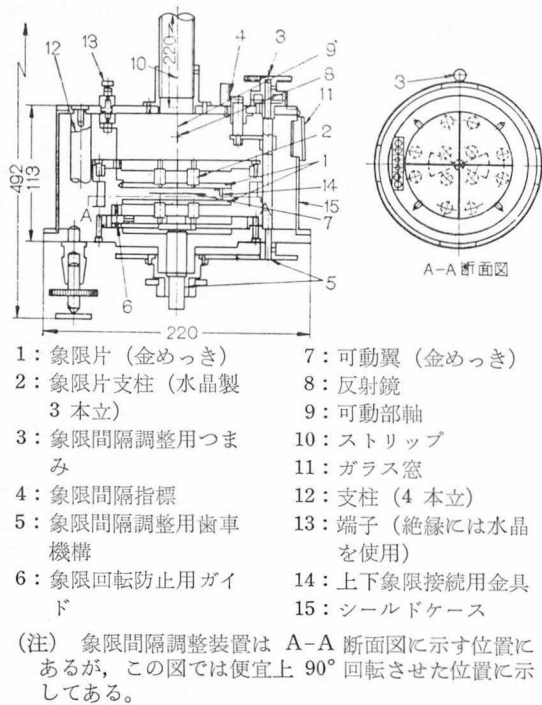


Fig. 3.2.7

3.2.9 は全体の外観である。読み取りは反照式で電位計の約 2m 前方に置いた半透明目盛板を後方より照射し、その透過光が鏡で反射するのを望遠鏡で捉える。すなわち視野には、可動翼の廻転変位に応じ、最小目盛 1mm の前記目盛板の像が入り、これが左または右へ視野内で動くので、目盛線像が望遠鏡内の十字線と合致するか否かにより、0.1mm の偏位も検出できる。

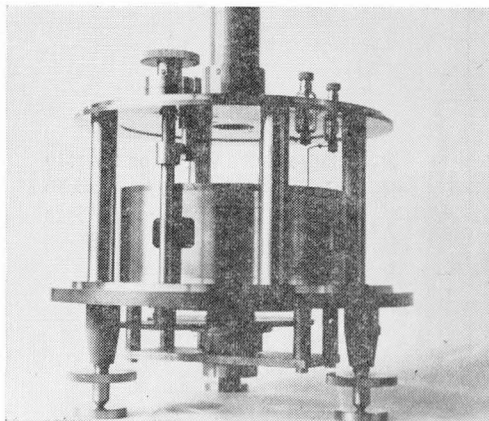
第 3.2 表

| | 可動翼 (電極) の調整 | | 象限間隔の調整 |
|-------|--------------|---------|------------|
| | 上下方向 | 回転方向 | |
| 使用つまみ | A | B | C |
| 最小目盛 | 0.01mm/div | 10'/div | 0.02mm/div |

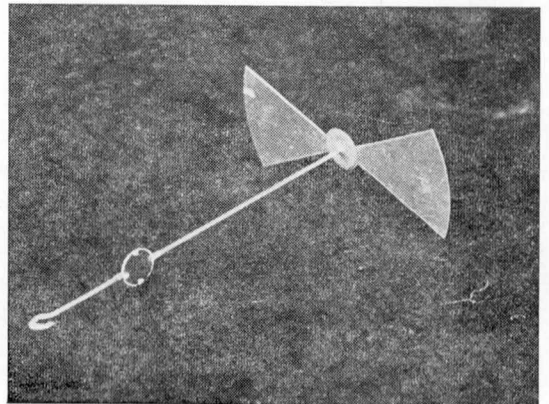
(Fig. 3.2.9 参照)

上述の工作により構造の不完全性を除去し、さらに象限間隔、可動翼の位置を微細に調整し、定数すなわち感度を十分に調整可能にした。第 3.2 表は最小調整範囲を示している。定数は入力と極板の組み合わせ方を変え、4 回の測定結果より求めることができ、接触電位差の影響も消去できる。交流、直流が同時に働く場合、酸化皮膜の影響をさけるため、極板は全て金鍍金を施してある。これにより交直感度差による誤差を軽減している。 Fig.

3.2.8 (a), (b) は主要部の外観、Fig.



(a)



(b)

Fig. 3.2.8

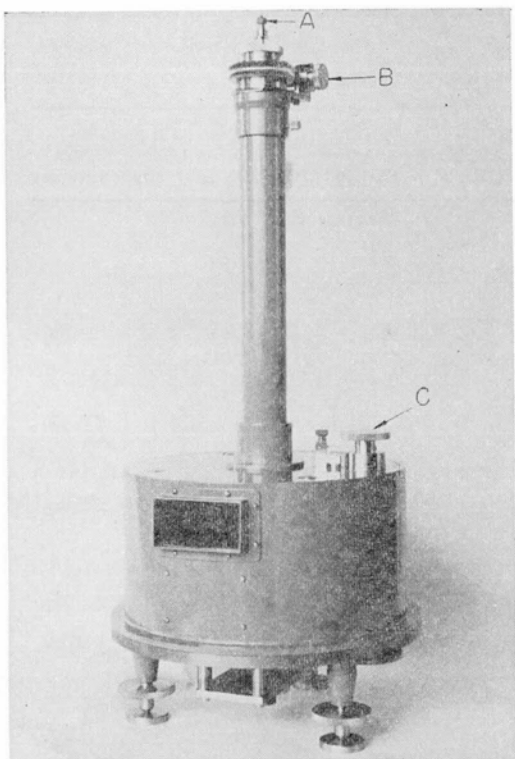


Fig. 3・2・9

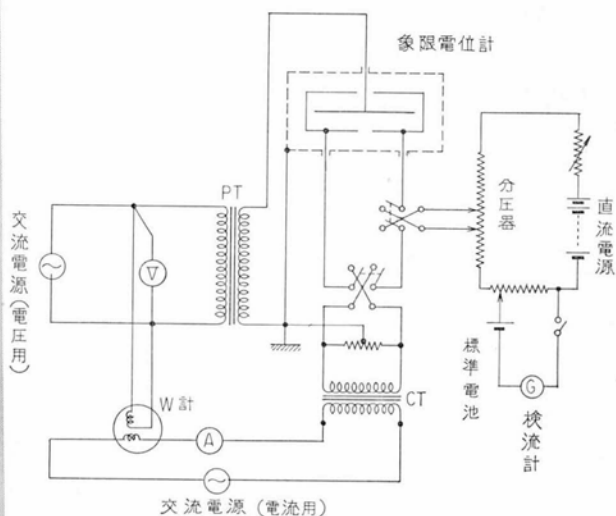


Fig. 3・2・10

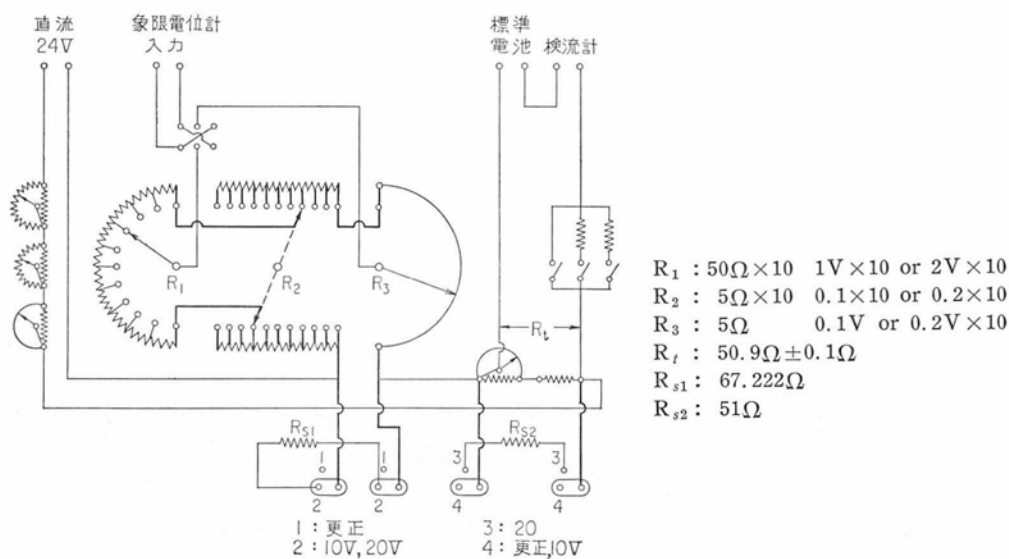


Fig. 3・2・11

Fig. 3・2・10 は虚負荷法で標準電力計を試験するときの回路例である。

Fig. 3・2・11 はこの精密な分圧器を示すものである。

(4) 電流計型交直流比較器 (D2)

基本的には G. F. Schotter および H. D. Hawkes によって開発された。電流計機構による交流側トルクを永久磁石と可動コイル機構による直流トルクで平衡させ、直流電流値を規定することにより交流入力进行を定める方式であり、予め電流計機構は直流で校正しておけば、この交流値を決定できるわけである。零位法であるから、長大な目盛は不要であり、感度を高めればよい。しかも平衡点を $M=0$ の点に選ぶ事により、電流計は最高感度の点で使用でき、且つ M に関する誤差を除くことのできる利点がある。交直比較器として重要な点は、電流計部と永久磁石—可動コイル部との感度比が如何なる場合も一定な関係にあることが自己校正できる装置を持つ必要にある。逆にこの感度比、換言すれば交直変換比を校正する装置をもたねば、電氣的制御力を持つ標準計器にとどまり交直比較器と呼称するには難点がある。さてこの校正のため、全コイルの定格電流を同じ値に選んである。そこで全コイルを直列につなぎ、標準の直流を流し、両機構によるトルクが平衡するように、永久磁石—可動コイル機構の方で磁気分路の調整と可動コイルの分流器の調節でトルクを調整する。従って、このあとで電流計部を交流用に用いれば、交流電力、電圧、電流のいずれも、直流電流値に置換して定めることができるのである。

安定な構築材料として硼珪酸ガラスを選んだ。膨脹係数、固有抵抗、絶縁耐力、 $\tan \delta$ その他いずれの点からも好ましい素材でアラルダイトキャストングレジン D で接着した。電流計部は Fig. 3・2・12 に示す無定位機構であり、慣性能率を小さくするため、可動コイル用線材はポリウレタン Al 線を用いた。コイル近傍は金属類の使用は避けている。永久磁石—可動コイル機構の磁石系は AEG の方式を採用したが、内部磁石方式の採用に踏み切った方がなお好ましかったと考えられ

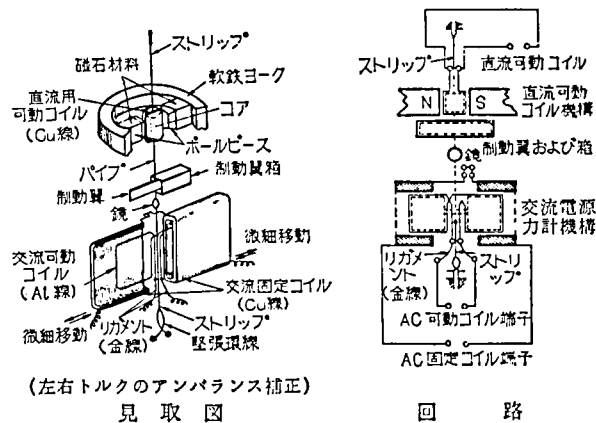


Fig. 3・2・12

る。さて電流計機構の構造上残された非対称性に基づく誤差は両固定コイルの可動コイルに対する相対位置を微細に調整する着脱可能なアダプタを用いて調整することとした。コイル系は相互干渉の最も少い配置をとった。交流電流測定の場合を例にとれば先ず感度比の校正を下のようにして行なう。

電流計機構の トルク $T_D = K_D i^2$

永久磁石—可動コイル機構の トルク $T_M = K_M i$

ここに K はそれぞれのトルク定数, i は瞬時値

$i = I_S$ なる標準直流を流すとき, K_M を K_{M0} にして平衡が得られたとすると

$$K_D I_S^2 = K_{M0} I_S$$

$$\therefore \frac{K_{M0}}{K_D} = I_S$$

次に電流計機構に交流 i_a を流すとき, 直流 I_d で平衡したとすると

$$K_D \frac{1}{T} \int_0^T i_a^2 dt = K_{M0} \cdot I_d$$

$$\therefore K_D \cdot I_a^2 = K_{M0} \cdot I_d$$

ただし I_a は i_a の実効値

$$\therefore I_a = \sqrt{\frac{K_{M0}}{K_D} I_d}$$

$$= \sqrt{I_S \cdot I_d}$$

I_S は既知であるから, 実効値 I_a が求められる。

本器は後述する試験台と組み合わせられ, 交流側諸回路, 校正用回路等はいずれもこの中に組み込まれている。位相誤差の補償は電圧回路側で可変コンデンサによって行なう。

(5) 静電電圧計 (SV 1)

すでに述べられている如く, 静電電圧計の高級なものはその特性を生かし, 交直比較器として電圧測定に用いられる他, 交流標準抵抗器の電圧測定より, 交流電流の測定にも用いることができる。

この種のもので偏読法にて 1×10^{-4} (20) の精度をうるためには, 長大な弧状の目盛を要するので, 我々はこれを避けて, 光源の位置を適当に移すことにより, 光指標を略一定の位置に生ぜしめ, 必要な目盛を極めて短小なものにした。

Fig. 3・2・13 は鏡と光源, 目盛の関係を示すものである。先ず固定光源すなわち投光器 (固定) は円弧状レールの一端にあり, 入力がない場合

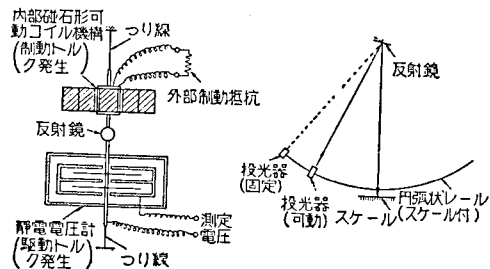


Fig. 3・2・13

光指標が目盛上にくるように、電圧計をセットする。この電圧計は偏読法で使用するため、零位の移動は直接に誤差となる。これをチェックするのがこの投光器（固定）の役目である。上述のセットの際、投光器（固定）による光指標位置を読みとっておく。さて被测入力を加え、測定を終了した後、入力を切ると、投光器（固定）による光指標が、前と同じ位置にあれば零位の移動なく、違っていると、その差が零位の移動を示すことになる。

次に投光器（可動）は一定半径（電圧計の鏡を中心に半径約 2m）の円弧上を自由に動くことができる。被测入力が増加されれば、当然鏡は角変位する。このため投光器（固定）の光指標は目盛板をはずれてしまう。鏡はある角変位した状態にとどまっているから、鏡への入射光線角を適宜に選び、反射した光指標を目盛板上に持ちきたすことができる。このために前述の投光器（可動）が用いられる。

この電圧計は主として標準負荷の端子電圧を一定に抑える場合に用い、その値附近での交直差が検出される程度の要求から、既述の如く、ごく短い目盛長のものとなっている。もちろん、標準抵抗負荷の値が既知であれば、電圧を測って、電流を求めることもできる。

(6) 熱型交直流比較器 (T1p)⁽²⁷⁾

最も早く整備されたもので、島津製作所の標準製品を購入したものにすぎない。内容的に我々の思想は含まれていない。ただし、この標準品に 2 型式あり、PAC—1 型の方は電気試験所検定部が計器試験の実情に合うように仕様上に一部変更を加えている。すでに知られているように、島津製作所で開発したこの方式も、電力計の校正が電圧、電流計のそれよりも優先される立場にあった当時の電気試験所においては、交流電力としては僅かに皮相電力のみしか測れぬため、広く用いられるには至らなかった。また当時の電源変動が大きく熱電対の温度と電気的な応答が一致せず、正確な測定も望み難かった。従って商用周波より高い周波数の場合などに、精度を落して使用される程度であった。なお熱電対自体の交直差についての検討は行なわれていなかったし、本器は一次標準の範疇に入れることはできない。

(7) 標準電力計 (DL5)

従来、標準供給の面で中核的立場にあった。所謂実験所型計器、すなわち 0.2 級に代る、新しい標準計器を計画した。試作計器は光示式を採用した電流計型で、端的に云って、ドイツの光示式を基礎に、読み取り精度を上げ、わが国の実情に合うような定格としたものである。

(8) 実用交直流比較器 (D3p)

1 次標準器は精度に重点が置かれるので、実用試験に流用することは能率的でない。実用試験を能率的にし、精度はやや劣るとしても、簡易な形の標準器を試作した。周知のように指針の読み取り精度は目盛測線上に指針がくるときが最も高い。そこで被試験計器の指針を試験目盛に合せ、標準器の指針を読んで、校正試験をした。このときの標準器の指針を前述の見地より、常にある目盛測線上に持ちきたせば都合がよい。我々は標準器を零位法で使用することにした。すると指針を常に

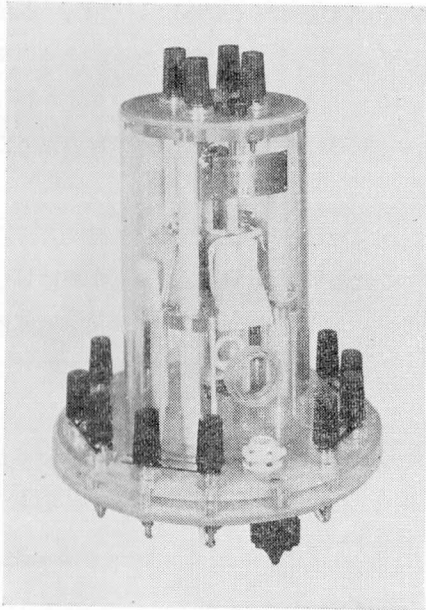


Fig. 3・2・14 (a)

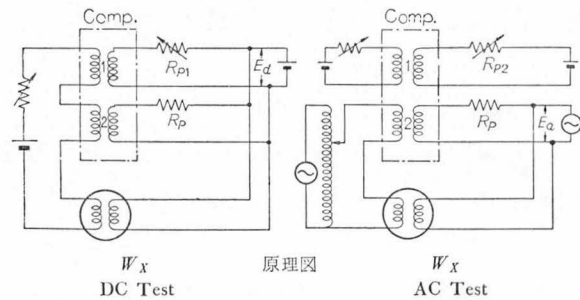


Fig. 3・2・14 (b)

零位置に持ちきたすことになる。零位式では被試験入力によるトルクと方向反対のトルクを生ずる機構が必要になる。かくて2組の電流計機構の比較器を計画した。Fig. 3・2・14 (a) は比較器 (b) は交直差試験の原理図を示す。いま電力計 W_x の交直差試験を考える。先ず電流計機構 1, 2 のトルクは方向反対になっている。先ず最初は直流試験で、電圧 E_d を一定で、 W_x を試験目盛に合せ、このとき比較器が零位を示すように、制御トルクを生ずる1の直列抵抗 R_p を加減し、 R_{p1} のときトルクが平衡したとする。次に交流で W_x は同一目盛を示させる。このとき $E_a = E_d$ にとる。さて比較器の指示は若し W_x に交直差があれば当然、零位よりずれる。このずれを比較器の R_{p1} を R_{p2} に変えて、零位に持ちきたすようにすると、この差より、交直差を求めることができる。

この比較器を適当な方法で利用すれば、力率の影響試験も実施できるし、また通常の0.2級電力計では実施できない、低力率電力計の試験も可能になる。

比較器の諸問題並びに、上記の諸方法は後述される。

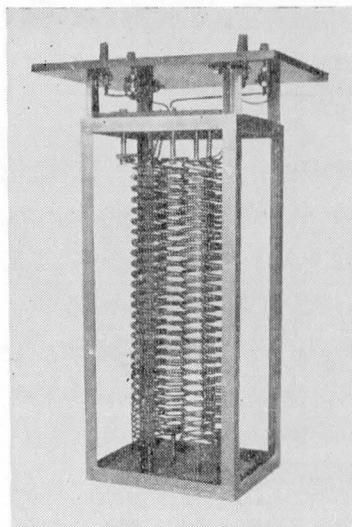
(9) その他の標準器

交直流比較器により虚負荷にて電力計の試験は実施される。一方、標準の負荷をつなぎ、その端子電圧を決めれば電力は計算によって求められ、いわゆる、実負荷試験が実施できる。この標準負荷は $p.f.=1.0$ に対しては純抵抗負荷また進み電流、遅れ電流の標準負荷、またそれらの $p.f.=0$ に相当するものが考えられる。我々は標準負荷として次のものを整備している。

(i) 標準抵抗負荷

直流抵抗器と同等の安定度をもち、使用状態で抵抗変化を生じさせないために、強制冷却により

完全に温度上昇を抑える方法はとらず、或る範囲の温度上昇を許容し、この使用温度を一定に保って抵抗の変化を抑えることができることは周知である。本器は大容量(750W, 30 Ω)の抵抗器であり、抵抗値の温度特性は0.01%/ $^{\circ}\text{C}$ 以下でなければならない。抵抗は太いマンガニン線よりなるコイル状素子多数を用い、時定数が小なる継ぎ方をして組み立てられ、大きな油槽中に入れられる。この油槽はシールドケースを兼ねている。抵抗の自己加熱による油の温度上昇があるので、この分は油を水で冷却してとり除いてやり、目標の抵抗値を確保することができる。さて時定数は現在の測定値はやや過大のため(校正値を用いて使用はできる)減少する方向に並列コンデンサを用いて調整した。



(2 Ω 分の抵抗素子を示す)

Fig. 3・2・15

Fig. 3・2・15 はこの抵抗負荷の一部を示している。

既述の静電電圧計で、この負荷の端子電圧さえ規定されれば、抵抗値、時定数が判っているから、電力或いは電流値も確定できる。

(ii) 零力率試験用標準器

電力計の入力電圧、電流が正しく $\pi/2$ にあることを実現するために、 M 、 L 、 C のリアクタンス素子が利用されることは既に述べられている。

我々は L は持たず、 C および M による方式を採用している。 C は標準マイコンデンサで損失角は予め実測されている。進み電流 $\pi/2$ の標準となるが、遅れ電流力率を欲しいときは電力計の電圧端子の接続極性を逆にすれば遅れ電流 $\pi/2$ が実現できる。

M による方式は標準相互インダクタンスと可変抵抗分圧器より構成され、Fig. 3・2・16 は原理図を示す。電圧 E は一定に保ち (SV1 を使用)、電流 I の位相と、分圧器の調整によって、検出器 D にて平衡を見出す。このとき、 E と I は直角となり、電力計 W の偏れが、そのもつ

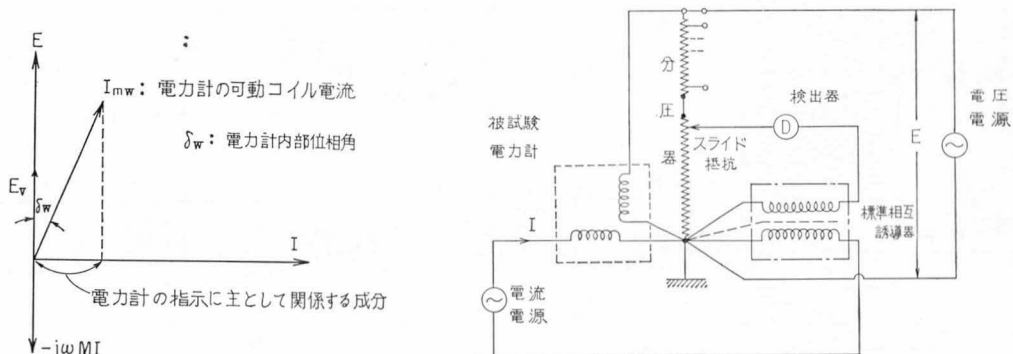


Fig. 3・2・16

位相誤差を示す。この M は 2 次電流が零の状態で使用される。分布容量, 1 次, 2 次巻線間容量, 絶縁抵抗, うず電流等に基づく不純度は, 可及的に小さくせねばならない。

3・3 電 源

交流測定用電源についてはすでに多くの報告もあり, 我々の対象に対しての要求もすでに述べてあるので, 設備の変遷を主に現状を述べよう。

当初は MG によるものを基本に変成器式の電圧, 電流, 位相調整器を用いた。この MG は漸次, 自動安定装置を追加して使用した。

その後計画した電子管式電源は電力計の虚負荷試験を目指したもので, 市内電源を電源に用いてもよく, 特に, 前記安定装置付の MG を電源として用いた場合, 交流計器の精密試験用電源としてはじめて相当の安定度が得られるに至った。この電源装置はその後改造を施し, 発振器部および調整部は新しい試験台に組み込まれるに至った。

既述の実負荷試験用電源としてやはり電子管式のものを計画した。

なお直流用電源は従来は自動車用蓄電池等より D1 の DC 500 mA 等を得ていたが, 保守の難点を除き, 且つ蓄電池と同程度の安定度の高いトランジスタ式直流電源が広く使われるにおよび, 直流電源も現在ではトランジスタ化した。

Fig. 3・3・1 以下はこれら電源の状況を示すものである。

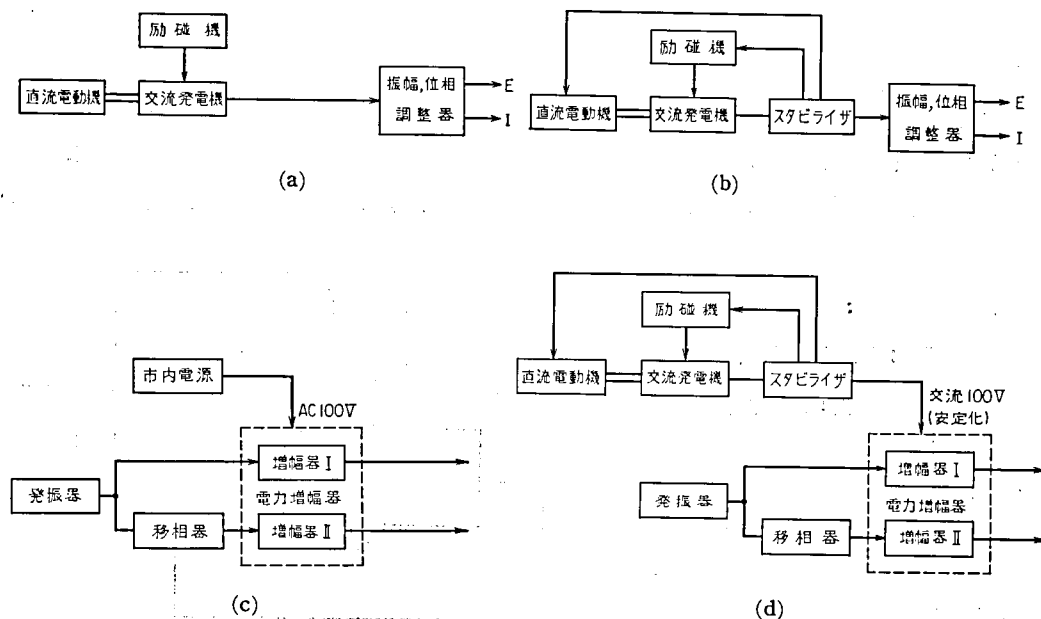


Fig. 3・3・1

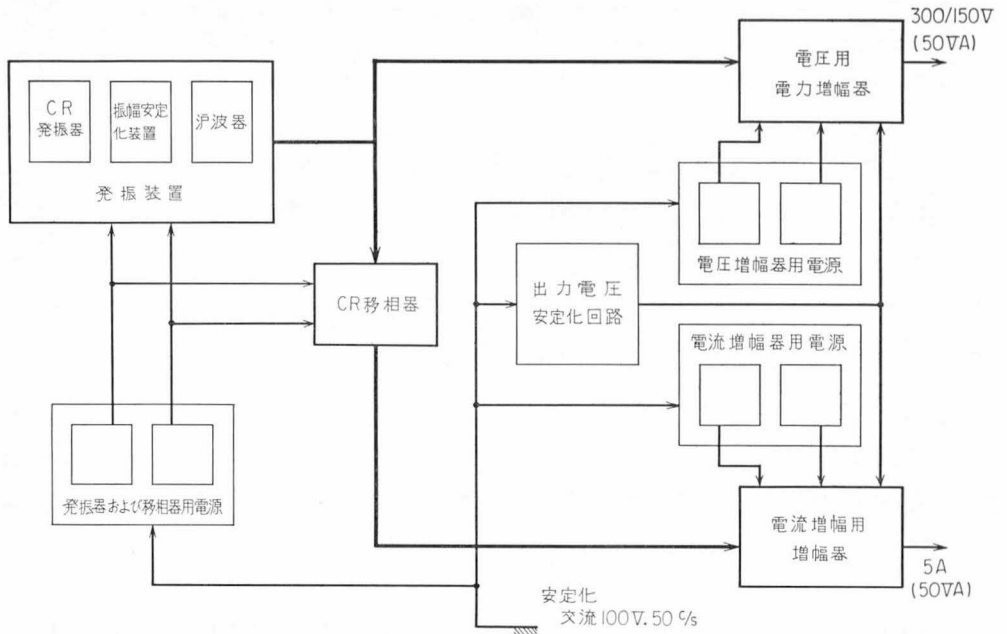
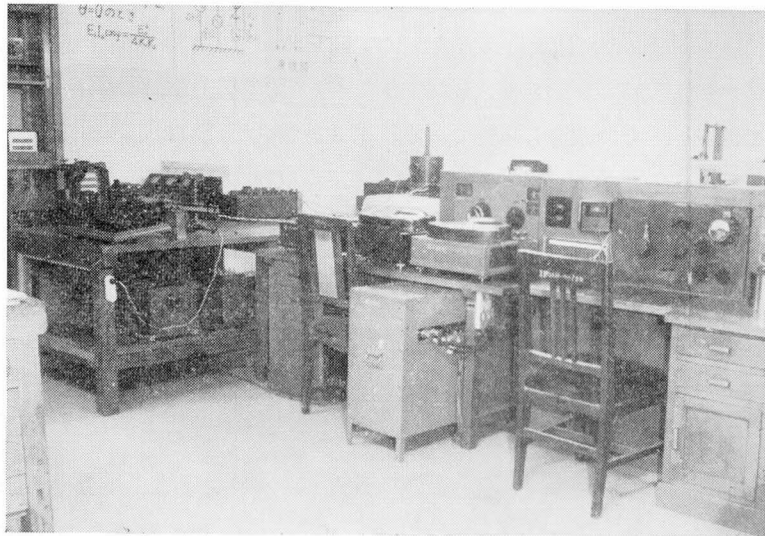


Fig. 3・3・2

3・4 附属設備

Fig. 3・4・1 に示すような木製の試験台で、D1, SQ1 を操作した。交流側の回路の切り換え機構はロータリースイッチ方式, Otto wolf 式ダイヤル方式その他の方法を試みたが、いずれも十分な



静電型比較器操作郎

電流計型 D1 試験卓

象限電計 SQ1

Fig. 3・4・1

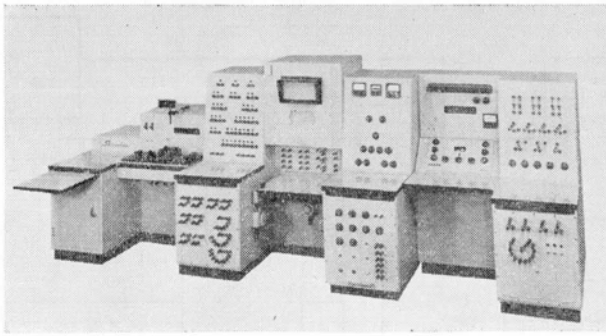


Fig. 3.4.2

安定度は得られず、終極に、金属稜の締付によって安定を得た。変成器レンジ切り換え機構も、安定性の点から端子を一々締付ける方式をとった。その後標準器も整備がすすみ、被試験器の読み取り精度の向上、レンジ切り換えの能率化等をも考慮して、Fig. 3.4.2 の試験台を計画した。これは総合的な試験台で、三つのコンソールに分割できる。第1計測卓は D2 の操作部が中心であり、操作回路、調整部、倍率器、直流測定装置を備えている。直流測定装置は現字式電位差計、検流計、標準電池等よりなり、主目盛、検流計目盛はパネル窓に表示される。第2計測卓は被試験標準計器の正確な目盛り合せ、交流、直流それぞれの試験用入力を選択、各標準器専用の変成器レンジの切り換えを、水銀スイッチで行なうと共に電子管式交流電源の発振器部、移相部を内蔵して、振幅、位相の調整を行なう外、市内電源、MG 電源の場合の変成器式の振幅、位相調整器も備えている。上述のレンジ変更、各種切り換え回路は金属稜による締め付け方法による一系統を予備用に準備してある。

目盛合せの精度を上げるため拡大投影方式を試みた、⁽³⁰⁾ 試験目盛を常時変更しないような場合、例えば定格値における交直差試験とか、1/2 目盛における力率試験等の場合は、目盛合せの困難さを減じて有効であるが、なお改善も必要である。第3計測卓は SQ2 の操作用で、背面に目盛板が取り付けられ、その像が SQ2 の鏡で反射するものをパネル上部の望遠鏡で読むようになっており、卓上には、前述の精密分圧器がはめ込まれている。3 卓を一行に並べて使用し背面にそれぞれ標準器式或いは電子管電源の筐体が配置される。

§ 4 電流力計の指示特性

4・1 電流力計型交直流比較器の要件

電流力計型は電圧、電流、および電力の測定に使える、トルクが大きく、高感度のものが得られ、取り扱いも容易で且つ堅牢なことから、標準器としては他の型式に比しもっとも融通性に富んでいる。ただ欠点としては消費 VA が比較的大きく且つ、誤差因子が比較的多いことである。もし一種の標準器で標準の設定から、標準の供給まで、つまり 0.2 級以下の校正まで、全部をこなしてゆくにはこの型のものが好便であり、著者も現実にはかかる立場からスタートした。

さて電流力計の使用方法として偏位法と零位法が想起される。いま精度 0.01% を望めば、読み取りの精度も、目盛上で被測量の $0.005 \sim 0.01\%$ が最小目盛に相当することが必要になる。この感度を得るためには当然、ストリップによる可動部の引張懸吊方式と、指針に代る反照型の読み取り機構を採用して実効指針長を長くとることになる。いま通常の偏読法で、この光指標が現われる目盛の最小目盛間隔を 1 mm とすれば上記の条件より定格値での偏れは大きく、長さ $10 \sim 20\text{ m}$ の長大目盛となり不便である。すなわち特殊弧状の目盛を設計することや標準器の調整が煩わしくなる。そこで同じ偏位法でも、差動法として被測量と一定基準量の差を偏読法でよみ、被測量全体に対する読み取り誤差を圧縮することができる。また被测交流による駆動トルクと基準直流による制御トルクを完全に平衡させる機構をとれば目盛長は全く問題でなく、感度の条件のみが満たされればよい。従って方式としては差動式または零位式に落ちつく。

電流力計の誤差因子については既報告で述べたのでここでは項目のみを掲げる。読み取りの誤差は前述の方式の問題とも関連するのでこれを除けば

(1) 温度による誤差

- (i) スプリングの制御トルクの変化による誤差
- (ii) 電圧回路の抵抗温度係数による誤差
- (ii) 温度変化に伴なうコイルの変形による誤差

(2) 電磁氣的誤差

- (i) トルク定数の変化に基づく誤差
- (ii) 交流誤差
 - ① 電圧回路の時定数
 - ② コイル近傍の金属導体に流れるうず電流
 - ③ コイル間の相互インダクタンス
 - ④ 容量性電流
- (iii) 電圧回路の抵抗の経年変化による誤差
- (iv) 外部磁界による誤差

- (v) 残留磁気による誤差
- (vi) 磁気的不純物による誤差
- (vii) 静電トルクによる誤差
- (viii) 波形による誤差
- (ix) 周波数による誤差
- (x) 力率による誤差

(3) 機械的誤差

- (i) 摩擦誤差
- (ii) スプリングの弾性の不完全さに基づく誤差

の如くなる。従って設計上これらの諸点について対策が必要となる。また逆に完成した標準器についてはこれらの点がチェックされなければならないということである。

一般に電流計の全トルクは次のようになる。

$$T = T_D + T_S + T_M$$

T_D : 電流間の力によるトルク

T_S : 静電的なトルク

T_M : 磁気的要因のみによるトルク

従って我々は $T_S \rightarrow 0$, $T_M \rightarrow 0$ を実現し, $T = T_D$ とする。且つ, ここで T_D が被測入力と如何なる関係にあるか, またその関係が直流と交流で如何に異なるかを確める必要がある。従って各コイル電流と入力との関係を示す回路定数, 各電流と指示との関係を示すトルク定数の検討より手をつけ, 交流における指示特性を明らかにして誤差解析の基礎を固める要がある。

4・2 電力計の指示

(1) 電力計の指示

固定コイル FC, 可動コイル MC の電流を i_f , i_m , 両コイルの間の相互インダクタンスを M とすれば, 瞬時駆動トルクは周知の如く

$$\text{driving torque} = \frac{dM}{d\theta} i_f i_m$$

ただし θ : 可動部の角変位

スプリングの制御トルク定数を U とすれば, 実用上は次の関係が成立している。

$$\text{controlling torque} = U \cdot \theta$$

従って定常状態では

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{1}{U} \frac{dM}{d\theta} \cdot i_f \cdot i_m \\ &= K \cdot i_f \cdot i_m \end{aligned}$$

ただし

$$K = \frac{1}{U} \cdot \frac{dM}{d\theta}$$

いま直流電圧, 電流を E, I とし $i_f = I, i_m = E/R_p$ ならしめ, このときの偏れを θ_{dc} とすると

$$\theta_{dc} = \frac{K}{R_p} P_{dc} \quad (4 \cdot 1)$$

ただし P_{dc} : 直流電力

R_p : 電圧回路の抵抗

交流の場合は一周期の平均のトルクで偏れる。

すなわち

$$\theta_{ac} = \frac{1}{T} \int_0^T K i_f i_m dt$$

交流電圧, 電流の瞬時値を e, i とすれば

$$\begin{aligned} \theta_{ac} &= \frac{K}{R_p} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e i dt \\ &= \frac{K}{R_p} \cdot P_{ac} \end{aligned} \quad (4 \cdot 2)$$

ただし P_{ac} : 平均電力即ち有効電力

T : 周期

いずれの場合も偏れは電力に対応する。

(2) トルク定数と目盛特性

コイル近傍に強磁性体が存在しないときには, 温度を一定とすれば, K は θ の関数である。 M は $\sin \theta$ に比例するため, K は $M=0$ の近傍では θ とは殆んど直線関係にある。従って (4・1) により θ を直流電力で目盛ることができる。watt で目盛った指示を W とすると

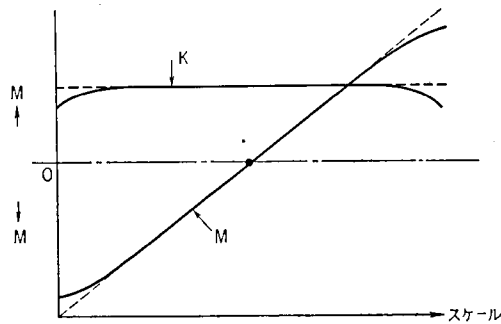


Fig. 4・2・1

$$W = \frac{R_p}{K} \cdot \theta \quad (4 \cdot 3)$$

このとき R_p/K は目盛特性を与える。殆んど平等目盛であるが $M=0$ の点より離れるにつれ目盛間隔は狭くなる。

直流の場合は

$$W = R_p \cdot I_f \cdot I_m \quad (4 \cdot 4)$$

交流の場合は

$$W = R_p \cdot [\text{Real part of } \bar{I}_f \cdot I_m] \quad (4 \cdot 5)$$

実際には MC と鎖交する磁束を作る磁化電流は \bar{I}_f とは異なる。これを \bar{I}_ϕ とすると

$$W = R_p \cdot [\text{Real part of } \bar{I}_\phi \cdot I_m] \quad (4 \cdot 6)$$

で考えればよい。

ただし (4・4), (4・6) は I_m と E との関係が最も簡単な $I_m = E/R_p$ の場合に限られた表現である。以下この表現で考察をすすめる。

次に K が電流特性を持つ場合を考える。これはコイル近傍にしゃ磁壁の如き鉄板等の強磁性体が存在する場合に考えられる問題である。いま電圧、電流をそれぞれ E_0, I_0 としたときのトルク定数を $K(I_0)$ 、電圧回路の抵抗を R_p とするときの偏れを θ_0 、またそれぞれを $E_0', I_0', K(I_0')$ としたときの偏れを θ_0' とすると次式が成り立つ。

$$\theta_0 = \frac{K(I_0)}{R_p} \cdot E_0 I_0$$

$$\theta_0' = \frac{K(I_0')}{R_p} E_0' I_0'$$

ここで $E_0 I_0 = E_0' I_0'$ 即ち電力値が全く等しくとも $I_0 \neq I_0'$ であるため $K(I_0) \neq K(I_0')$ となり $\theta_0 \neq \theta_0'$ となる。故に watt で目盛った場合にも、そのときの条件を指定しないと同一値に拘わらず、偏れが異なる場合を招く。実用上の見地から電力計は電圧を定格値に一定に保ち、電流を変えて直流で目盛ることが行なわれる

$$W = \frac{R_p}{K(I)_{E=\text{定格値}}} \cdot \theta \quad (4 \cdot 7)$$

で目盛ってあるとする。 $P = EI$ なる入力で θ だけ偏れたとすると

$$\theta = \frac{K(I)}{R_p} P$$

$$\therefore W = \frac{K(I)}{K(I)_{E=\text{定格値}}} \cdot P$$

$$\therefore P = W \left(\frac{K(I)_{E=\text{定格値}}}{K(I)} \right) \quad (4 \cdot 8)$$

故に W という読みより真値 P を求めるには上式の [] 中の補正を施さねばならない。この場合の補正率は次のようにして求められる。

定格電圧、電流を E_0, I_0 とするときの指示を W とすると $W = E_0 I_0$

いま電圧を E_n とし、指示は同じ W を示すように電流を変え、このときの電流値 I_n も測定しておく

$$W = \frac{K(I_n)}{K(I_0)} \cdot E_n \cdot I_n$$

ここで

$$E_n = E_0(1 + \alpha_n)$$

$$I_n = I_0(1 - \beta_n) \quad \alpha_n, \beta_n \ll 1$$

であったとすれば

$$W = \frac{K(I_0)}{K(I_n)} \cdot E_0 I_0 (1 + \alpha_n - \beta_n) \quad (4 \cdot 9)$$

$$\therefore \frac{K(I_n)}{K(I_0)} = 1 + \alpha_n - \beta_n$$

従って求める補正率は $\alpha_n - \beta_n$ で与えられる。横軸に電流をとり $\alpha_n - \beta_n$ をプロットすれば指示 W におけるトルク定数の電流特性が得られる。因みに $\alpha_n = \beta_n$ であれば、電流特性をもたぬことを意味している。

4・2 以下は簡単のためトルク定数は電流特性をもたないものとして取り扱っている。後述する力率誤差の非対称の問題の説明には、この電流特性を考えに入れねば説明できない。

4・3 電力計の基本回路

(1) 電 圧 回 路

電力計の指示特性を検討する場合、その標準的な回路を Fig. 4・3・1 の如く考える。

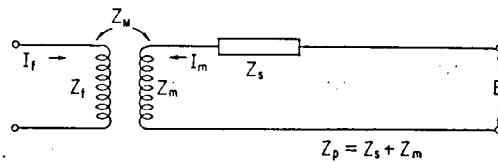


Fig. 4・3・1

Z_f : FC のインピーダンス $Z_f = R_f + j\omega L_f$

Z_m : MC のインピーダンス $Z_m = R_m + j\omega L_m$

Z_s : 直列抵抗のインピーダンス $Z_s = R_s + j\omega L_s$

Z_p : 電圧回路のインピーダンス $Z_p = Z_s + Z_m$
 $= R_p + j\omega L_p$

ただし $R_p = R_m + R_s$

$L_p = L_m + L_s$

I_f : FC 電流

I_m : MC 電流

E : 電圧回路印加電圧

Z_M : FC, MC 間の相互インダクタンスとする。

$$I_m \cdot Z_p + \varepsilon = E$$

ただし

ε は I_f による MC への誘起電圧

$$\therefore I_m = \frac{1}{Z_p} (E - \varepsilon) \quad (4 \cdot 10)$$

という形になる。

次に最も多い電力計の回路は Fig. 4・3・2(a) であると考えられる。この場合には E は定電圧電源である。

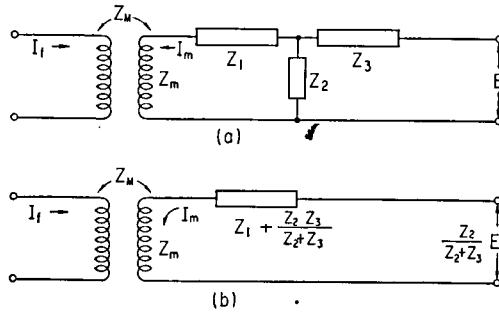


Fig. 4・3・2

$$I_m (Z_m + Z_1) + \varepsilon + \left\{ I_m + \frac{I_m (Z_m + Z) + \varepsilon}{Z_2} \right\} Z_3 = E$$

$$\therefore I_m \left(Z_m + Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \right) + \varepsilon = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \cdot E$$

$$\begin{aligned} \therefore I_m &= \frac{1}{Z_m + Z_1 + Z_2 \cdot Z_3 / (Z_2 + Z_3)} \left(\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} E - \varepsilon \right) \\ &= \frac{1}{Z_p'} \left(E - \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} \cdot Z_M \cdot I_f \right) \end{aligned} \quad (4 \cdot 11)$$

ただし

$$Z_p' = \left(Z_m + Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \right) \cdot \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2} \quad (4 \cdot 12)$$

かくて Fig. 4・3・2(a) を Fig. 4・3・2(b) の標準的な回路に直し、数値的な検討ができる。

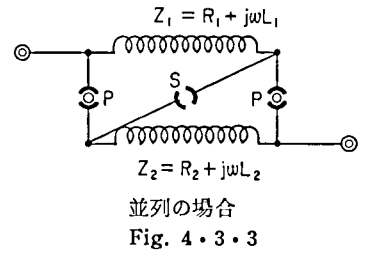
(2) 電 流 回 路

FC の直並列の切り換えて、一方の電流が、他の場合のその 2 倍となり、2 通りの電流定格が得られることは周知である。理想的な場合は目盛は両定格で共用で、目盛値のみが 2 倍の関係が成立している。この点を簡単に検討しておく。もし MC の電流が一定であり、直列および並列の場

合により電流及び磁束をそれぞれ, I_s , ϕ_s , I_p , ϕ_p とする
と, 次の関係が得られる。[Fig. 4・3・3 参照]

$$\phi_s = I_s (L_1 + L_2)$$

$$\phi_p = \frac{I_p}{Z_1 + Z_2} (Z_2 L_1 + Z_1 L_2)$$



いま $Z_2 = Z + \alpha$ とする。ただし α は複素量とする。この場合

$$\phi_p = \frac{I_p (L_1 + L_2)}{2} \left(1 + \frac{\alpha}{Z_1} \cdot \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} \right)$$

$I_p = 2I_s$ にとると

$$\phi_p = \phi_s \left(1 + \frac{\alpha}{Z_1} \cdot \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} \right) \quad (4 \cdot 13)$$

ここで $L_1 = L_2$ であれば $\phi_p = \phi_s$ で問題はない。 L はコイル寸法と巻数で決るものであり, 上の条件は完全には満たされていない。そこで $L_1 \neq L_2$ の場合を考える。(4・13) 中の α は Z_2 と Z_1 の差となっているが, Z_1 或いは Z_2 のいずれかはプラグ P を挿入にしたときの接触抵抗を含んでいる。従って α は接触抵抗によって変化する量であると考えてよい。使用中にはこの接触抵抗が変動すれば当然指示に影響する。例えば $Z_1 = Z_2 = 0.02 \Omega$, $L_1 - L_2 = 0.001 \text{ mH}$, $L_1 + L_2 = 0.04 \text{ mH}$, $\alpha = 0.001 \Omega$ とすれば

$$\frac{\alpha}{Z_1} \cdot \frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} = 0.12\%$$

この程度の変動を生ずる可能性がある。従ってプラグの接触には特に注意が必要である。直列の場合

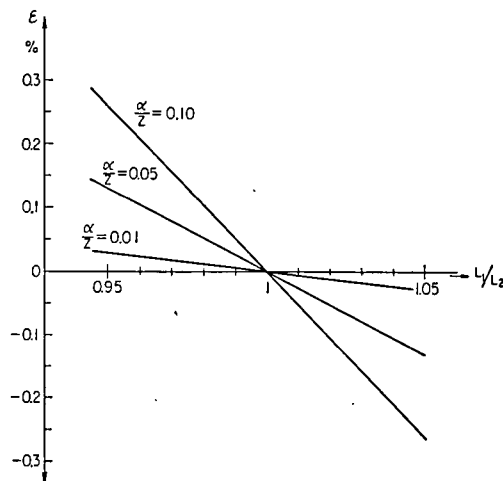


Fig. 4・3・4

合 S の接触抵抗は影響しないことは自明である。FC の選定には $L_1=L_2$ の条件が最重要視されるべきである。

なお直列接続のとき端子間よりみた L の値は、並列接続のときのその 4 倍になる。抵抗値も同様である。

4・4 虚負荷法における電力計の指示

(1) 概 説

電力計の指針を偏らせ、或る指示を与えるには電圧、電流をそれぞれ独立な 2 個の電源より供給する虚負荷法によるか、実際に負荷を電源につなぎ、その負荷電圧、電流をそれぞれ電力計の入力とする実負荷法によるかのいずれかによる。通常行なわれる電力計の校正試験は虚負荷法によっている。そこで虚負荷法による試験結果を直ちに実用の場合に通用しうるものか、十分な検討も必要である。また特性を評価するため、従来の試験法も再考の要がある。本章は虚負荷法における指示特性を解析し、誤差の評価、試験法の検討に理論的根拠を提供している。この解析は誤差因子として電圧回路の時定数、両コイル間の相互インダクタンスの 2 つをとりあげて、基本的な考え方を述べ、その拡張としてのその他の誤差因子を考慮した場合の指示と補正率の関係を求めた。ただし本章ではトルク定数は一定とし、温度特性とか静電トルク、外部磁界の影響については省略してある。

(2) 虚負荷法の場合の指示の基本的な考え方

電力計の回路を Fig. 4・4・1 のように想定する。電流、電圧両回路の電源はそれぞれ別個のものである。

FC, MC 電流をそれぞれ I_f , I_m とすると次の関係が成立する。

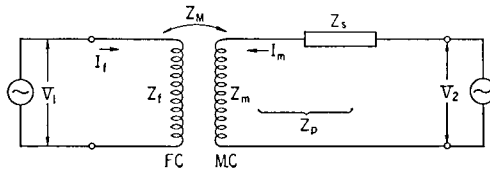


Fig. 4・4・1

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_f I_f + Z_M \cdot I_m \\ V_2 &= Z_p \cdot I_m + Z_M \cdot I_f \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 14)$$

ただし Z_M : 相互インダクタンス

これより、共通の磁束を作る磁化電流 I_ϕ を考える。

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= Z_f' \cdot I_f + \frac{Z_M}{p} \cdot I_\phi \\ V_2 &= Z_p' \cdot I_m + Z_M \cdot I_\phi \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 15)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし} \quad Z_f' &= Z_f - \frac{Z_M}{p} \\ Z_p' &= Z_p - p \cdot Z_M \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 16)$$

$$\left. \begin{aligned} I_\phi &= I_f + p \cdot I_m \\ p &= \sqrt{L_m/L_f} \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 17)$$

I_ϕ は MC と鎖交する磁束を作る磁化電流である。トルク定数が一定であるとすれば、指示 W は式 (4・6) より

$$W = R_p \cdot [\text{Real part of } \bar{I}_\phi \cdot I_m]$$

さて (4・15) (4・17) より

$$I_\phi = \frac{Z_p'}{Z_p} \cdot I_f + p \cdot \frac{V_2}{Z_p}$$

$$\text{或るいは} \quad I_f = I_\phi + p \frac{Z_M}{Z_p'} \cdot I_\phi - p \cdot \frac{V_2}{V_p'}$$

いま電圧 E を基準ベクトルにとる。 $V_2 = E$, 遅れ電流の場合を考え $I_f = I \exp j(-\varphi)$ とする。

$$Z_p = |Z_p| \angle \delta_p, \quad Z_p' = |Z_p'| \angle \delta_p'$$

$$I_\phi = \frac{|Z_p'|}{|Z_p|} I \exp j(-\varphi + \delta_p' - \delta_p) + \frac{1}{|Z_p|} \cdot p \cdot E \exp j(-\delta_p)$$

$$\therefore \quad \bar{I}_\phi = \frac{1}{|Z_p|} [|Z_p'| I \exp j(\varphi - \delta_p' + \delta_p) + p \cdot E \exp j\delta_p]$$

$$I_m = \frac{1}{|Z_p|} \left\{ E \exp j(-\delta_p) - \omega M I \exp j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi - \delta_p\right) \right\}$$

$$W = \frac{1}{1 + \omega^2 \tau_p^2} \left\{ EI \cos \varphi + EI \sin \varphi \cdot \omega \tau_p (1 - 2k) - \omega^2 M I^2 \tau_p (1 - k) + p \frac{E^2}{R_p} \right\}$$

$$\tan \delta_p = \omega \tau_p, \quad \tau_p = L_p / R_p$$

$$\tan \delta_p' = \omega \tau_p', \quad \tau_p' = (L_p - pM) / R_p = \tau_p (1 - k)$$

ただし電圧回路の直列抵抗が純抵抗とすると $L_p = L_m$ となる。

さていま、 $E I \cos \varphi = P$ とすると

$$P \cong W \left\{ 1 + \omega^2 \tau_p^2 - \omega \tau_p (1 - 2k) \cdot \tan |\varphi| + \frac{\omega^2 M I^2}{W} \cdot \tau_p - \frac{p}{W} \cdot \frac{E^2}{R_p} \right\}$$

進み力率の場合だと

$$P \cong W \left\{ 1 + \omega^2 \tau_p^2 + \omega \tau_p (1 - 2k) \cdot \tan |\varphi| + \frac{\omega^2 M I^2}{W} \cdot \tau_p - \frac{p}{W} \cdot \frac{E^2}{R_p} \right\}$$

従って一般に次の如く表わすことができる。

$$P = W \left\{ 1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right\} \quad (4 \cdot 18)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= \omega^2 \tau_p^2 \\ K_1 &= \omega \tau_p (1 - 2k) \\ K_2 &= \omega^2 M \tau_p \\ K_3 &= -p/R_p = -\sqrt{L_p/L_f}/R_p \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 19)$$

上式第2項以下は指示 W における補正率を与えている。 $K_0 \sim K_3$ を指示特性係数と呼ぶことにする。第3項の符号は φ にもたせる。遅れ電流のとき $\varphi < 0$, 進み電流のとき $\varphi > 0$ と定めておけば十分である。

E , I , I_ϕ や, I_m の関係を示せば Fig. 4・4・2 のようになる。ベクトル図は先ず, MC と鎖交する磁束 ϕ を描く。 ϕ と I_ϕ は同相である。 ϕ により FC に逆起電力 E_1' を生ずるから, これと平衡する $E_1 = Z_M \cdot I_\phi / p$ なる電圧が必要である。一方 MC には $E_2 = Z_M \cdot I_\phi$ なる起電力を生ずる。つまり E_1 によって磁化電流 I_ϕ が流れ, 磁束 ϕ が生じ, MC 側へ E_2 を生ずることになる。いま MC に印加する V_2 は任意に選べるが, 図の如く仮定しよう。ここで $I_m = (V_2 - Z_M \cdot I_\phi) / Z_p'$ なる I_m が流れる。 I_m の I_ϕ と同相な成分は磁束 ϕ を増加する。そこで ϕ をはじめの状態に保つには, この増加分を打消す必要があり, FC に $-I_m \cdot \sqrt{L_p/L_f}$ が流れればよく, 従って $I_f = I_\phi + (-\sqrt{L_p/L_f} \cdot I_m)$ として I_f が得られる。

さて標準回路については指示特性は求められたが, Fig. 4・3・2 に示す回路では次の如くなる。式 (4・11) より, E を基準ベクトルにとり, I_f は φ だけこれより位相が遅れているとすれば

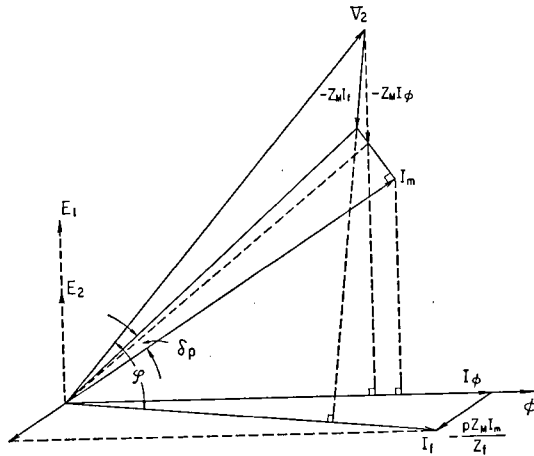


Fig. 4・4・2

$$I_m = \frac{Z_2/(Z_2 + Z_3)}{Z_p''} E - \frac{Z_M}{Z_p''} I_f$$

ただし

$$Z_p'' = Z_m + Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

において, $Z_2/(Z_2 + Z_3)$ および Z_p'' の絶対値, 位相角を $|Z_2/(Z_2 + Z_3)|$, δ ; $|Z_p''|$, δ_p'' として

$$I_m = \frac{1}{|Z_p''|} \left\{ \left| \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right| E \exp j(\delta - \delta_p'') - \omega M I_f \exp j \left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta_p'' \right) \right\}$$

また

$$\begin{aligned} I_\phi &= I_f + p I_m \\ &= \frac{1}{Z_p''} \left\{ (Z_p'' - p Z_M) I_f + p \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} E \right\} \end{aligned}$$

従って

$$I_\phi = \frac{1}{|Z_p'''|} \left\{ |Z_p'''| I \exp j(-\varphi + \delta_p''' - \delta_p'') + p \left| \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right| E \exp j(\delta - \delta_p'') \right\}$$

ただし $Z_p''' = Z_p'' - p Z_M$ の絶対値, 位相角をそれぞれ $|Z_p'''|$, $\angle \delta_p'''$ とする。

$$\text{故に} \quad \bar{I}_\phi = \frac{1}{|Z_p'''|} \left\{ |Z_p'''| I \exp j(\varphi - \delta_p''' + \delta_p'') + p \left| \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right| E \exp j(-\delta + \delta_p'') \right\}$$

いま, 直流の場合を考えると,

$$I_{md} = \frac{R_2 / (R_2 + R_3)}{R_p''} E_d$$

ただし

$$R_p'' = R_m + R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

従って指示を W とすると, 交流では次式となる。

$$W = \frac{R_2 + R_3}{R_2} \cdot R_p'' \cdot [\text{Real part of } \bar{I}_\phi \cdot I_m] \quad (4 \cdot 20)$$

いま, 最も簡単な場合 Z_1, Z_2, Z_3 が純抵抗 R_1, R_2, R_3 であるとし, $Z_p'' = R_p'' + j\omega L_p$ とすれば, 上式の結果を用いて, 指示 W を求めると, P を真の電力としたとき

$$P \cong W \left\{ 1 + \omega^2 \tau_p''^2 - \omega \tau_p'' (1 - 2k) \cdot \tan \varphi + \frac{R_2 + R_3}{R_2} \cdot \frac{\omega M I^2}{W} \tau_p'' - \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E^2 / R_p''}{W} \right\} \quad (4 \cdot 21)$$

4・5 虚負荷試験と特性

(1) 直流による目盛校正

定格電圧を与え, 電流可変で目盛校正をする。いま試験目盛を D_n , その点の補正率を α_{nd} とすれば, 真値 P_{nd} との間には次の関係がある。

$$P_{nd} = D_n (1 + \alpha_{nd}) \quad (4 \cdot 22)$$

真値 P_{nd} は絶対的には求められず, 近似値 P_{nd0} が求められる。通常電位差計法によって求められるが, その試験精度は次のように考える。

測定された電力値は $P_1 \sim P_n$ の如く, 測定のつどバラツキを生ずる。このとき被試験電力計に一切の変動がないとしても, 電位差計法によって求めた電力値 P_0 もまた $P_{01} \sim P_{0n}$ の如くバラツキ

を生じる。さらに被試験電力計のみに基づく変動も $P_{x1} \sim P_{xn}$ の如きバラツキとなって表われる。従って電力測定値は次式で表わされる。

$$P = P_0 + P_x$$

P_0 は電位差計, 分圧器, 分流器により定まり, P_x はこれと無関係な, 被試験計器自体によって定まるものであるから, P_0 , P_x はそれぞれ独立である。厳密に云えば抵抗値等は温度の関数であるため, 完全には独立ではないが, 温度一定という条件で上のように取扱う。さて上式より Standard deviation σ , Fractional standard deviation S を求めると,

$$\begin{aligned} S_p &= \sigma(P)/P \\ &\cong \sqrt{\{\sigma(P_0)/P_0\}^2 + \{\sigma(P_x)/P_0\}^2} \end{aligned} \quad (4 \cdot 23)$$

電位差計の働作電流は標準電池の電圧を E_s , 温度補償ダイヤル抵抗値を r_s とすれば E_s/r_s である。Fig. 4・5・1 に示すように分圧比 r_p/R_p の分圧器, および, 分流器 R_s を用いて, 電圧 E , 電流 I を測るものとする。

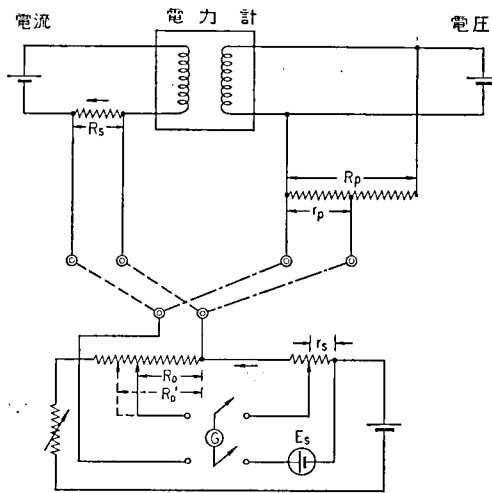


Fig. 4・5・1

$$P_0 = \frac{R_D}{r_s} \cdot \frac{R_D'}{r_s} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_p}{r_p} \cdot (E_s)^2 \quad (4 \cdot 24)$$

ただし R_D , R_D' はそれぞれ電圧, 電流を測ったときの電位差計のダイヤル位置に対応する抵抗値である。

いま

$$A = R_D/r_s$$

$$B = R_D'/r_s$$

$$C = 1/R_s$$

$$D = R_p/r_p$$

$$E_s=S$$

とおけば

$$P_0=ABCD S^2$$

$$\therefore \sigma(P_0)/P_0 = \sqrt{\{\sigma(A)/A\}^2 + \{\sigma(B)/B\}^2 + \{\sigma(C)/C\}^2 + \{\sigma(D)/D\}^2 + \{2\sigma(S)/S\}^2} \quad (4 \cdot 25)$$

$\sigma(P_x)/P_0$ は経験的に与えられる。すなわち被試験電力計では室温、入力等を一定に保つてもなお計器個有の原因により変動を生ずる。個有の原因としては凡そ次の如きものが考えられる。

- ① 零位の狂い
- ② 摩擦の影響
- ③ 読取精度

これらのおよぼす結果は試験点如何により当然異なり、一義的に定まるものではない。①②は JIS で定まる限度がある。零位の狂いは 0.2 mm 以下、摩擦の影響は 0.3 mm 以下で、0.2 級、0.5 級共同様である。それぞれ目盛長を 300 mm, 150 mm とすると、この影響は、0.2 級で 0.06% 及び 0.10%, 0.5 級で 0.12% 及び 0.20% である。一方③は針幅の 1/2 の変化は目盛訓線上では視認できるものとみて、0.2 級では 0.03%, 0.5 級では 0.06% に相当する。以上百分率で表示したものは全て最大目盛におけるものである。

いま ①② の影響を仮りにその許容限度、③を上記の条件にとると

$$0.2 \text{ 級では } \sigma(P_x)/P_0 \cong \sqrt{(0.06)^2 + (0.10)^2 + (0.03)^2} \cong 0.12(\%)$$

$$0.5 \text{ 級では } \sigma(P_x)/P_0 \cong \sqrt{(0.12)^2 + (0.20)^2 + (0.06)^2} \cong 0.24\%$$

$\sigma(P_0)/P_0$ は使用電位差計および、そのアクセサリーによって決る。

(2) 力率 1.0 における目盛校正

既述のように watt で目盛ったふれを W とすると、DC で目盛ったのだから $W=P_{dc}$ の関係にある。いま試験点 D_n (単なる数値) のときのふれを W_n (アナログ量) とすると、このときの真の電力は P_{ndc} で

$$\begin{aligned} W_n &= P_{ndc} \\ &= D_n(1+\alpha_{nd}) \end{aligned} \quad (4 \cdot 26)$$

のように表わせる。ここに α_{nd} は試験点 D_n における DC 補正率である。

さて AC で、p. f. = 1.0, 電圧 E (=定格) を一定に保ち、電流 I を変えて目盛校正をする。ふれを W_n ならしめたとき、つまり指針を D_n に合せたときの電流値を I_n とすれば、このときの真の交流電力 P_{na} と W_n の関係は前述の理論より

$$P_{na} = W_n \left(1 + \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{W_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 \tau_p - \frac{1}{W_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E^2}{R_p} \right)$$

上の関係より

$$\begin{aligned}
 P_{na} &\cong D_n \left(1 + \alpha_{nd} + \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{D_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 \tau_p - \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E^2}{R_p} \right) \\
 &= D_n (1 + \alpha_{naE})
 \end{aligned} \quad (4 \cdot 27)$$

すなわち AC 補正率 (電圧一定) は

$$\alpha_{naE} = \alpha_{nd} + \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{D_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 \tau_p - \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E^2}{R_p} \quad (4 \cdot 28)$$

次に電流 (=定格) を一定に保ち、電圧を可変にして同様に取扱う。このときの真の交流電力を P_{na}' とすると

$$\begin{aligned}
 P_{na}' &\cong D_n \left(1 + \alpha_{nd} + \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{D_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 \tau_p - \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E_n^2}{R_p} \right) \\
 &= D_n [1 + \alpha_{naI}]
 \end{aligned} \quad (4 \cdot 29)$$

すなわち AC 補正率 (電流一定) は

$$\alpha_{naI} = \alpha_{nd} + \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{D_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 \tau_p - \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E_n^2}{R_p} \quad (4 \cdot 30)$$

以上2通の AC 補正率については次のことが云える。

- 1) 試験点が最大目盛の場合には $\alpha_{aE} \cong \alpha_{aI}$
- 2) それ以外では $\alpha_{aE} \neq \alpha_{aI}$

しかしながら通常の AC 補正率は、実用の電力測定が、 E = 一定 で負荷を変える場合が多いから α_{aE} を採用することが多い。

既述の §2.2 の定義に準ずれば、 D_n における交直流比較誤差 σ は、

$$\sigma = \omega^2 \tau_p^2 + \frac{1}{D_n} \omega^2 M_{W_n} I_n^2 - \frac{1}{D_n} \sqrt{\frac{L_p}{L_f}} \cdot \frac{E^2}{R_p} \quad (4 \cdot 31)$$

となる。右辺を間接に測定すれば σ は求められる。実際は回路も標準回路と異なること、考慮する誤差因子が他にも存在することから右辺の様子は異なってくる。

しかしいずれにしろ、このような考え方で σ を間接的に定めることができる。

(3) 力率の影響

電圧 E は一定、p. f. = $\cos \varphi$ でふれを W_φ ならしめる交流電力を P_φ 、このときの電流を I_φ とする。一方 p. f. = 1.0 でふれは同じ W_φ ならしめる交流電力を P_o 、そのときの電流を I_o とする。さて力率の影響は遅れ電流の場合と進み電流の場合について考える必要がある。式 (4.18) より、次の関係が得られる。

$$\left. \begin{aligned}
 P_{\varphi\text{lag}} &= W_\varphi \left(1 + K_o - K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W_\varphi} \cdot I_\varphi^2 + \frac{K_3}{W_\varphi} \cdot E^2 \right) \\
 P_{\varphi\text{lead}} &= W_\varphi \left(1 + K_o + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W_\varphi} \cdot I_\varphi^2 + \frac{K_3}{W_\varphi} \cdot E^2 \right) \\
 P_o &= W_\varphi \left(1 + K_o + \frac{K_2}{W_\varphi} \cdot I_o^2 + \frac{K_3}{W_\varphi} \cdot E^2 \right)
 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 32)$$

さて力率の影響を示す評価基準として、先ず次のように表わすことができる。

$$\frac{P_{\varphi}-P_0}{P_0} \times 100 \quad [\%] \quad (4 \cdot 33)$$

ところが、この場合は W_{φ} の選び方に注意が必要となる。もし W_{φ} を最大目盛に選べば、 I をこの電力計の定格電流として、 $I_{\varphi}=I/\cos \varphi$ が力率 $\cos \varphi$ の場合に流れることになり、この大きさは明かに電力計の定格電流を越えてしまう。従って上式による試験に、電流に対する条件をつける、つまり定格電流を越えぬ状態で試験するよう W_{φ} を選ぶ。

従前より行なわれている力率の影響の求め方は、力率 $\cos \varphi=0.5$ で指示を最大目盛の $1/2$ にした場合 (4・33) 式によって求める。この際 P_{φ} 、 P_0 は標準器で求めることになっている。

ここで式 (4・33) の内容を調べてみよう。

$$(P_{\varphi \text{ lag}}-P_0)/P_0 = -K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_{\varphi}} \cdot K_2 (I_{\varphi}^2 - I_0^2)$$

いま定格電流を I_r とすれば $I_{\varphi}=I_r/\cos \varphi$ 、 $I_0=I_r \cos \varphi$ であるから

$$\left. \begin{aligned} (P_{\varphi \text{ lag}}-P_0)/P_0 &= -K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_{\varphi}} \cdot K_2 I_r^2 \cdot \tan^2 \varphi \\ \text{また } (P_{\varphi \text{ lead}}-P_0)/P_0 &= K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_{\varphi}} \cdot K_2 \cdot I_r^2 \cdot \tan^2 \varphi \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 34)$$

一見して φ 、或いは $\cos \varphi$ ととも直線関係にはなく、また $\varphi=90^\circ$ で影響が最大になることが判る。この曲線は概念的には Fig. 4・5・2 (a)~(c) のように理解できよう。第1項は φ の正負により、遅れ電流、進み電流で符号が異なり (a) で表わされる。第2項は符号は変わらず (b) の如くなる。従って全体は (c) の形となる。これは $\varphi=0$ すなわち p. f. =1.0 の点に対し遅れ、および進みで非対称な形をとっている。しかし通常の計器では第2項は無視できる。例えば $W_f=250(\text{W})$ 、 $K_2=\omega M r_p$ 、 $I_r=5(\text{A})$ 、 $\varphi=60^\circ$ とすると、第1項の約 5% 程度となるにすぎず無視しうる。従ってこの場合の力率特性は Fig. 4・5・3 の如く対称と考えてよい。

次に力率の影響は電流一定で、電圧を可変にして求めることが考えられる。電流 I は一定で、

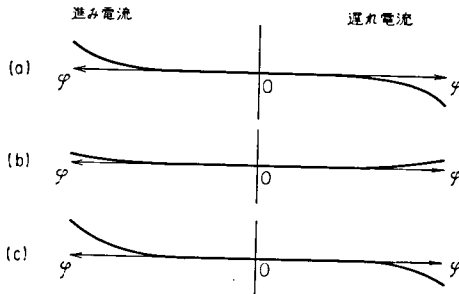


Fig. 4・5・2

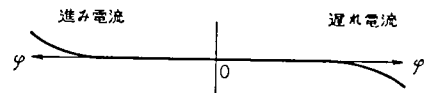


Fig. 4・5・3

p. f. = $\cos \varphi$ で、ふれが W_φ のときの交流電力を P_φ 、このときの電圧を E_φ 、p. f. = 1.0 で同じふれ W_φ のときの電力を P_o 、このときの電圧を E_o とすれば、次の関係が得られる。

$$(P_{\varphi \text{ lag}} - P_o) / P_o = -K_1 \tan \varphi + K_3 \cdot \frac{1}{W_\varphi} \cdot (E_\varphi^2 - E_o^2)$$

いま定格電圧を E_r とすれば $E_\varphi = E_r / \cos \varphi$ 、 $E_o = E_r \cos \varphi$ であるから

$$\left. \begin{aligned} (P_{\varphi \text{ lag}} - P_o) / P_o &= -K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_\varphi} \cdot K_3 E_r^2 \tan^2 \varphi \\ (P_{\varphi \text{ lead}} - P_o) / P_o &= K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_\varphi} \cdot K_3 E_r^2 \tan^2 \varphi \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 35)$$

となり、Fig. 4・5・4 に示すように p. f. = 1.0 の点に関して非対称となり、しかも電流可変の場合に比しその程度は大きくなる。

いずれにしろ、右辺第2項はそれぞれ、電流、電圧、指示値等の影響をも含めてうけている。そこで第1項だけを定めるには、いずれの方法でも、それぞれ遅れ電流、進み電流の場合の差を求めればよい。

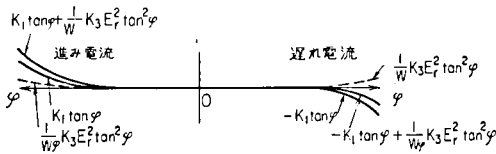


Fig. 4・5・4

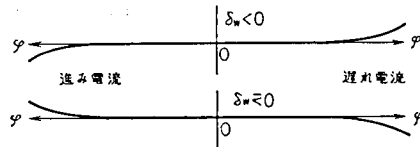


Fig. 4・5・5

すなわち

$$\frac{P_{\varphi \text{ lag}} - P_o}{P_o} - \frac{P_{\varphi \text{ lead}} - P_o}{P_o} = -2K_1 \tan \varphi \quad (4 \cdot 36)$$

である。因みに和をとれば第2項を求めることもできる。

さて0.2級以下の電力計は P_φ 、および P_o を交直流比較器より求めて力率特性を定めている。電流可変の方法をとるため、電流特性を含んだ結果を示すが、これが無視できる場合が多く略対称的な曲線が得られる。Fig. 4・5・5 は実例であるが、内部位相角 δ_w の符号により曲線の向きも異なる。

しかし一方、場合によっては非対称特性が現われ、しかもその原因を第2項、即ち電流の項に帰着させ得ない場合がある。この原因はすでにふれたように I_φ 、 I_o が流れる場合のトルク定数が異なること、換言すればトルク定数の電流特性に起因するものである。

このことは式 (4・32) の表現を考えると、 P_o の右辺、 K_o が $K_o + \Delta K_o$ となったものと見做しても差支えない。従って

$$\left. \begin{aligned} (P_{\varphi \text{ lag}} - P_o) / P_o &= -\Delta K_o - K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_{\varphi}} \cdot K_2 (I_{\varphi}^2 - I_o^2) \\ (P_{\varphi \text{ lead}} - P_o) / P_o &= -\Delta K_o + K_1 \tan \varphi + \frac{1}{W_{\varphi}} \cdot K_2 (I_{\varphi}^2 - I_o^2) \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 37)$$

となって非対称となる。^{(29), (30)} しや磁壁を有する電力計にこのような場合が起こりうる。この点からも標準器はできる限り無定位構造のものを推奨したい。

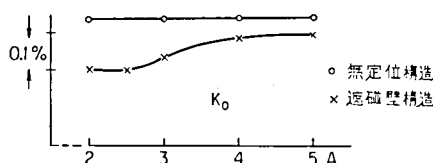


Fig. 4.5.6

(4) 電圧の影響

(i) 電圧の影響の表わし方

三通りの表示法が考えられる。0.5 級より高級な計器では従来、力率=1.0, 電圧一定で、電流を変えて求めた補正率 α_{oE} , 電流一定、電圧を変えて求めた補正率 α_{oI} のとき、 $(\alpha_{oI} - \alpha_{oE}) / \alpha_{oE}$ をもって電圧の影響とした。また、0.5 級以下のものについては電圧を定格値より $\pm 10\%$ 変化させ、そのとき電流を変えて求めた補正率を α_{oE}' とするとき $(\alpha_{oE}' - \alpha_{oE}) / \alpha_{oE}$ をとりあげている。

これに対して任意の力率 $\cos \varphi$ において、指示 W の点の補正率を α とするとき、電圧の微小変動に対し、 α がどの程度変化するか、つまり $\Delta E / E$ と $\Delta \alpha / \alpha$ の関係を求めるという考え方もある。

一方単に α の中に含まれる電圧のみに関する項をもって電圧の影響と見做すことができる。

本節では先ず 2 番目の表示法をのべ、この求め方を検討、併せて最終の考え方に触れ、最後に従来の方法に批判を加えている。

(ii) 電圧変動と補正率の関係

いまある力率 $\cos \varphi$ で指示を W_{φ} ならしめる電圧、電流を E および I とすると、既述の如く、この点の補正率 α は次式で与えられる。ただし簡単のため遅れ力率で考える。

$$\alpha = K_o - K_1 \tan \varphi + K_2 I^2 + K_3 E^2$$

力率を一定すると、 $K_o - K_1 \tan \varphi$ は定数、 α は E および I の関数である。従って

$$\Delta \alpha = \frac{\partial \alpha}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial \alpha}{\partial I} \Delta I$$

となるから

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = \frac{2}{\alpha} \left(K_3 E^2 \cdot \frac{\Delta E}{E} + K_2 I^2 \cdot \frac{\Delta I}{I} \right) \quad (4 \cdot 38)$$

右辺第 1 項は電圧の影響、第 2 項は電流の影響を表わす。ここで云う電圧の影響とは、電圧の微

小変化が補正率 α におよぼす効果を意味している。従って K_3 さえ決っていれば、上の結果は計算される。

また別な考え方は単に α 中の $K_3 E^2$ をもって直接電圧の影響と定義することである。しかしこれでは“影響”という語に意味される、独立、従属両変数の変化率の相互の関係が明確でない欠点がある。

(iii) K_3 の求め方

(a) 電流一定、電圧可変で行なう力率試験結果式 (4・35) を利用すれば、次のようになる。

$$\frac{P_{\varphi \text{ lag}} - P_o}{P_o} + \frac{P_{\varphi \text{ lead}} - P_o}{P_o} = 2K_3 E_r^2 \tan^2 \varphi$$

$$\therefore K_3 = \left(\frac{P_{\varphi \text{ lag}} - P_o}{P_o} + \frac{P_{\varphi \text{ lead}} - P_o}{P_o} \right) / 2E_r^2 \tan^2 \varphi \quad (4 \cdot 39)$$

として求めることができる。

(b) 上の方法は 3 回の測定操作、つまり $P_{\varphi \text{ lag}}$, $P_{\varphi \text{ lead}}$, および P_o の測定が必要で比較的煩わしい。そこで唯 1 回の測定で K_3 を決めることを考える。

式 (4・14) で

$$\left. \begin{aligned} I_f Z_f + I_m Z_M &= 0 \\ I_m Z_p + I_f Z_M &= E \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 40)$$

$$\therefore I_f = -\frac{Z_M}{Z_f} \cdot I_m$$

また

$$I_m = \frac{E}{Z_p - Z_M^2 / Z_f}$$

$$= \frac{E}{R_p (1 + k_E) (1 + j\omega\tau_E)}$$

ただし

$$k_E = \frac{\omega^2 \tau_p \tau_f k^2}{1 + \omega^2 \tau_f^2}$$

$$\tau_E = \tau_p \cdot \frac{1 + \omega^2 \tau_f^2 (1 - k^2)}{1 + \omega^2 \tau_f (\tau_f + k^2 \tau_p)}$$

E を基準ベクトルにとる。

$$I_\phi = I_f + p I_m$$

$$= \frac{1}{R_p (1 + k_E) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_E^2}} \left\{ -\frac{\omega M}{|Z_f|} \cdot E \cdot \exp j \left(-\delta_E + \frac{\pi}{2} - \delta_f \right) + p E \exp j (-\delta_E) \right\}$$

$$\therefore \bar{I}_\phi = \frac{1}{R_p (1 + k_E) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_E^2}} \left\{ -\frac{\omega M}{|Z_f|} \cdot E \exp j \left(\delta_E - \frac{\pi}{2} + \delta_f \right) + p E \exp j \delta_E \right\}$$

一方

$$I_m = \frac{1}{R_p(1+k_E) \sqrt{1+\omega^2\tau_E^2}} \cdot E \exp j(-\delta_E)$$

指示 W_E は $R_p \times \bar{I}_\varphi \cdot I_m$ の real part であり,

$$\begin{aligned} W_E &= p \frac{E^2}{R_p} \frac{1-\omega^2 k \tau_f^2}{(1+k_E)^2 (1+\omega^2 \tau_E^2) (1+\omega^2 \tau_f^2)} \\ &\cong p \cdot \frac{E^2}{R_p} \cdot \{1-\omega^2 (\tau_p^2 + k \tau_f^2 + 2k^2 \tau_p \tau_f)\} \end{aligned} \quad (4 \cdot 41)$$

一方

$$\begin{aligned} K_3 &= \frac{1}{W_\varphi} \cdot \frac{p}{R_p} \\ &= \frac{W_E}{W_\varphi \cdot E^2} \{1+\omega^2 (\tau_p^2 + k \tau_f^2 + 2k^2 \tau_p \tau_f)\} \end{aligned} \quad (4 \cdot 42)$$

通常の計器では W_E は零目盛に近い。 W_E を読んで K_3 を決めることができる。

なおこの操作の場合、電圧 E と偏れとの関係は、Fig. 4・5・7 のベクトル図の如く表わされる。

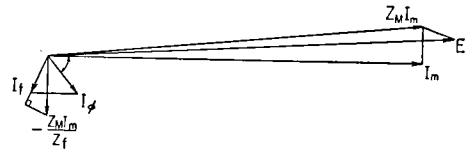


Fig. 4・5・7

(iv) 電圧の影響の従来の定義の批判。

0.5 級以上について適用されている従来の定義⁽³¹⁾ を、本文の記号で表わせば、次の如くなる。

$$\begin{aligned} &\{(-\alpha_{0I}) - (-\alpha_{0E})\} / (-\alpha_{0E}) \\ &= \frac{\alpha_{0I} - \alpha_{0E}}{\alpha_{0E}} = \frac{K_2(I^2 - I_n^2) + K_3(E^2 - E_n^2)}{K_0 + K_2 I_n^2 + K_3 E^2} \end{aligned} \quad (4 \cdot 43)$$

これは明かに電流、電圧の双方の影響を含んでいるし、電圧の影響とのみ定義するのは適当でない。また実用上の見地から α_{0I} と α_{0E} の双方が必要であれば、それぞれの校正をとっておけばよく、直流の場合、上式の左辺を求めると、内容はトルク定数の電流特性、および計器の温度特性を含めたものとなり、やはり電圧の影響とのみは云い難い。

(5) 電流の影響

(i) 電流の影響

電流の影響の一つは既述のトルク定数の電流特性であるが、ここでは除外して考える。ここで対象にするのは前節であげられた、 $\Delta\alpha/\alpha$ の第2項である。電流の微小変化が補正率 α に対する割合を意味している。従って K_2 が定れば、求めることができる。因みに従来の型式試験規定には電流の影響という項はない。

(ii) K_2 の求め方

(a) 電圧一定, 電流可変で行なう力率試験結果式 (4・34) を用いれば,

$$\frac{P_{\varphi \text{ lag}} - P_0}{P_0} + \frac{P_{\varphi \text{ lead}} - P_0}{P_0} = 2K_2 I_0^2 \tan^2 \varphi$$

$$\therefore K_2 = \left(-\frac{P_{\varphi \text{ lag}} - P_0}{P_0} + \frac{P_{\varphi \text{ lead}} - P_0}{P_0} \right) / 2I_0^2 \tan^2 \varphi \quad (4 \cdot 44)$$

(b) 電圧の影響の場合 K_3 を求めたのと同じような考え方より, もし MC に分流抵抗がない場合には, 電流回路に電流を流し, 電圧回路を短絡したときの指示を考える。(4・14) より

$$I_m Z_p + I_f Z_M = 0$$

より

$$I_m = -\frac{Z_M}{Z_p} \cdot I_f$$

周知の手続により

$$I_\phi = I_f + p I_m$$

$$= I_f - \frac{p Z_M}{Z_p} I_f$$

いま I_f を基準ベクトルにとると

$$\bar{I}_\phi = \frac{|Z_p - p Z_M|}{|Z_p|} I \exp j(\delta_p - \delta_p')$$

$$I_m = -\frac{\omega M}{|Z_p|} I \exp j\left(\frac{\pi}{2} - \delta_p\right)$$

偏れを W_I とすれば,

$$W_I = R_p \times [\text{Real part of } \bar{I}_\phi \cdot I_m]$$

$$= -\omega M \cdot \omega \tau_p (1-k) \cdot (1 - \omega^2 \tau_p^2) I^2 \quad (4 \cdot 45)$$

一方

$$K_2 = \frac{1}{W_\varphi} \cdot \omega^2 M \tau_p I^2$$

$$\therefore K_2 = -\frac{W_I}{W_\varphi} \cdot \frac{1 + \omega^2 \tau_p^2}{(1-k) I^2} \quad (4 \cdot 46)$$

なお, この場合, 電流 I と偏れとの関係は Fig. 4・5・8 のベクトル図の如く表わされる。

電圧回路の MC に分流抵抗があれば, 電圧端子は短絡する必要なく, 開放のままでも閉回路が形成され, FC に電流を流すだけで, トルクが生じる。

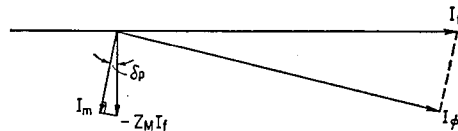


Fig. 4・5・8

(6) 零力率試験

内部位相角、或いは指示特性係数 K_1 を決定する手段として $\pi/2$ の位相差のある電圧、電流を印加し、そのとき生じる微小な偏れを利用する方法がある。(6.15~16) 式より $\varphi=\pi/2$ で遅れ電流、進み電流の場合の指示をそれぞれ、 $W_{\pi/2 \text{ lag}}$, $W_{\pi/2 \text{ lead}}$ とすれば、次の関係が得られる。

$$W_{\pi/2 \text{ lag}} = \frac{EI}{1+\omega^2\tau_p^2} \left\{ \omega\tau_p(1-2k) - \frac{\omega MI^2}{EI} \tau_p(1-k) + \frac{p}{R_p} \cdot \frac{E^2}{EI} \right\}$$

$$W_{\pi/2 \text{ lead}} = \frac{EI}{1+\omega^2\tau_p^2} \left\{ -\omega\tau_p(1-2k) - \frac{\omega MI^2}{EI} \tau_p(1-k) + \frac{p}{R_p} \cdot \frac{E^2}{EI} \right\}$$

これらの偏れは零目盛を中心に正方向、逆方向に対し、もし、それぞれの第2項以下が第1項に比べて極めて小さい場合は、振分けになり等しい大きさの偏れを生ずるが、必ずしも振分けにならないことは上式よりも明かであろう。しかしいづれにしろ上の関係より次の如くなる。

$$W_{\pi/2 \text{ lag}} - W_{\pi/2 \text{ lead}} = \frac{2EI\omega\tau_p(1-2k)}{1+\omega^2\tau_p^2}$$

$$\therefore \omega\tau_p(1-2k) \cong \frac{1}{2EI} [W_{\pi/2 \text{ lag}} - W_{\pi/2 \text{ lead}}] \quad (4 \cdot 47)$$

かくて内部位相角が定まる。つまり指示特性係数が求められたことになる。

次に正確に $\varphi=\pi/2$ が与えられず、 δ_0 だけの差があり、いま $\varphi=\delta_0+\pi/2$ である遅れ電流でこの位相角を与える装置が利用できるとき、電力計の電圧回路端子の極性を逆にするにより、 π だけ位相のずれた状態が作れ、進み電流 $\varphi'=\pi/2-\delta_0$ が得られる。Fig. 4・5・9

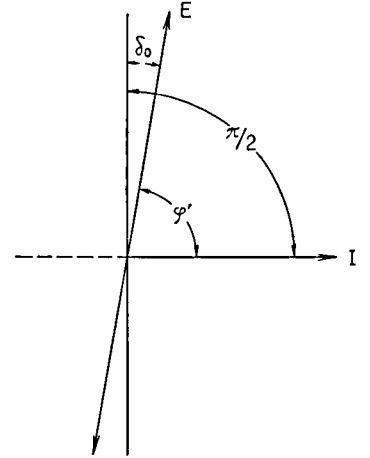


Fig. 4・5・9

両者の場合の偏れを W_φ , $W_{\varphi'}$ とすると、

$$W_\varphi = \frac{EI}{1+\omega^2\tau_p^2} \left\{ -\sin \delta_0 + \omega\tau_p(1-2k) \cos \delta_0 - \frac{\omega MI^2}{EI} \tau_p(1-k) + \frac{p}{R_p} \cdot \frac{E^2}{EI} \right\} \quad (4 \cdot 48)$$

$$W_{\varphi'} = \frac{EI}{1+\omega^2\tau_p^2} \left\{ \sin \delta_0 - \omega\tau_p(1-2k) \cos \delta_0 - \frac{\omega MI^2}{EI} \tau_p(1-k) + \frac{p}{R_p} \cdot \frac{E^2}{EI} \right\} \quad (4 \cdot 49)$$

$$\therefore W_\varphi - W_{\varphi'} = \frac{2EI \cos \delta_0}{1+\omega^2\tau_p^2} \{-\tan \delta_0 + \omega\tau_p(1-2k)\}$$

$$\therefore \omega\tau_p(1-2k) \cong \frac{W_\varphi - W_{\varphi'}}{2EI} + \tan \delta_0 \quad (4 \cdot 50)$$

となり、 $\tan \delta_0$ だけの補正が必要となる。

(7) うず電流の影響

コイル近傍に金属があるとき、これにうず電流が流れると指示に影響をおよぼす。いまうず電流

の指示特性に対する影響を考える。先ず FC 回路に電流が流れたとすると、Fig. 4・5・10 に示すように、相互インダクタンスで結ばれた等価回路で代表させた金属に、うず電流が流れる。MC は、FC 電流、およびこのうず電流によってトルクを生ずることになる。

Fig. 4・5・11 は FC 回路とうず電流回路間の諸量の関係を示す。 I_f は FC 回路の電流、 $I_{\phi m1}$ は FC 回路とうず電流回路に共通な磁束 ϕ_{m1} を作る磁化電流、 I_e は I_f によるうず電流を示す。実際は MC 回路にも電流が流れるため、この影響をも受ける。

Fig. 4・5・12 の如く、これらの間の等価回路を定め、基礎式を求めると、

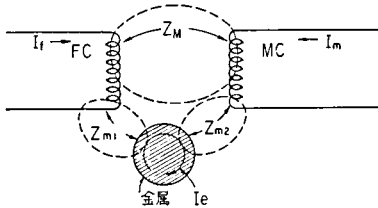


Fig. 4・5・10

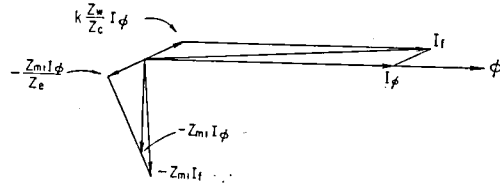


Fig. 4・5・11

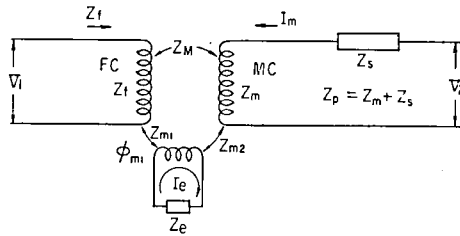


Fig. 4・5・12

$$\left. \begin{aligned} Z_f I_f + Z_M I_m + Z_{m1} I_e &= V_1 \\ Z_p I_m + Z_M I_f + Z_{m2} I_e &= V_2 \\ Z_{m1} I_f + Z_{m2} I_m + Z_e I_e &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 51)$$

ただし、 Z_{m1} ：うず電流回路と FC 回路との相互インピーダンス
 Z_m ：うず電流回路と MC 回路との相互インピーダンス
 Z_e ：うず電流回路のインピーダンス

これより

$$I_e = -\frac{1}{Z_e} (Z_{m1} I_f + Z_{m2} I_m)$$

従って

$$\left. \begin{aligned} Z_f' I_f + Z_M' I_m &= V_1 \\ Z_p' I_m + Z_M' I_f &= V_2 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 52)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし,} \quad Z_f' &= Z_f - \frac{Z_{m1}^2}{Z_e} \\ Z_p' &= Z_p - \frac{Z_{m2}^2}{Z_e} \\ Z_M' &= Z_M - \frac{Z_{m1}Z_{m2}}{Z_e} \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 53)$$

MC 回路と鎖交する FC 磁束の磁化電流を $I_{\phi M}$ とすると

$$\left. \begin{aligned} Z_f'' I_f + \frac{Z_M'}{p'} \cdot I_{\phi M} &= V_1 \\ Z_p'' I_m + Z_M' I_{\phi M} &= V_2 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 54)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし,} \quad Z_f'' &= Z_f' - \frac{Z_M'}{p'} \\ Z_p'' &= Z_p' - p Z_M' \\ I_{\phi M} &= I_f + p I_m \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 55)$$

より

$$I_{\phi M} = I_f \left[1 - p' \frac{Z_M'}{Z_p'} \right] + p' \frac{E}{Z_p'}$$

一方 MC コイルと鎖交する、固定金属部分に流れるうず電流によって生ずる磁束の磁化電流を $I_{\phi e}$ とすると、

$$I_{\phi e} = I_e - q I_m \quad (4 \cdot 56)$$

ただし

$$q = \sqrt{L_p / L_e} \quad (4 \cdot 57)$$

そこで式 (4・51) より、次の関係が得られる

$$I_{\phi e} = - \left\{ \frac{Z_{m1}}{Z_e} - \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \frac{Z_M'}{Z_p'} \right\} I_f - \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \frac{E}{Z_p'} \quad (4 \cdot 58)$$

さて MC 電流は FC の固定磁束の他に上のうず電流による固定磁束ともトルクを生ずる、且つ後者とのトルク定数は前者とのそれとは異なっている。以上を総合して MC 電流と鎖交する固定有効磁束を作る磁化電流を次のように考える。

$$I_{\phi W} = I_{\phi M} + \frac{k_2}{k} \cdot I_{\phi e} \quad (4 \cdot 59)$$

ただし k_2 : 渦流回路と MC との結合係数

k : FC 回路と MC との結合係数

従って、指示は次の如くなる。

$$W = R_p \times [\text{Real part of } \bar{I}_{\phi W} \cdot I_m] \quad (4 \cdot 60)$$

ただし電力計としての基本回路の場合に上式は適用され、電圧回路に分流回路のある場合等はこ

れと異なることは明かである。

さて前に求めた結果を用いると

$$I_{\phi W} = \left[1 - \frac{k_2}{k} \cdot \frac{Z_{m1}}{Z_e} - \left\{ p - \frac{k_2}{k} \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} \frac{Z_{M'}}{Z_{p'}} \right] I_f + \left\{ p - \frac{k_2}{k} \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} \frac{E}{Z_{p'}} \\ \cong (1 - \omega^2 k_{\phi e}) (1 - j\omega\tau_{\phi e}) I_f + p (1 - A_1) (1 - j\omega\tau_{A1}) \frac{E}{Z_p}$$

ただし

$$k_{\phi e} = k\tau_p^2 + \left(\frac{k_1}{k_2} + \frac{q}{p} \right) k_2^2 \tau_p \tau_e + \frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} \tau_e^2$$

$$\tau_{\phi f} = k\tau_p + \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e$$

$$A_1 = \frac{k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} + \frac{k_2^2}{k} \omega^2 \left(\frac{q}{p} \tau_e^2 + k\tau_p \tau_e \right)$$

$$\tau_{A1} = \frac{k_2^2}{k} \cdot \frac{q}{p} \cdot \tau_e$$

$$p - \frac{k_2}{k} \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \cong p \left\{ 1 - \frac{k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} (1 + \omega^2 k_2 \tau_e^2) \right\} \left(1 - j\omega \frac{k_2^2}{k} \cdot \frac{q}{p} \cdot \tau_e \right)$$

$$Z_{M'} \cong j\omega M \cdot \left(1 - \omega^2 \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e^2 \right) \left(1 - j\omega \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right)$$

$$Z_{p'} \cong R_p (1 + \omega^2 k_2^2 \tau_p \tau_e) (1 + j\omega\tau_p)$$

$$PM/R_p = k\tau_p$$

いま電圧 E を基準ベクトルにとり、 I_f はこれより φ だけ位相が遅れるものとする、 $I_f = I \exp j(-\varphi)$ で表わされる。

$$I_{\phi W} = (1 - \omega^2 k_{\phi e}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\phi e}^2} \cdot I \exp j(-\varphi - \delta_{\phi e}) \\ + p \cdot (1 - A_1) \cdot \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{A1}^2}}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}} E \exp j(-\delta_p - \delta_{A1})$$

ただし

$$\tan \delta_{\phi e} = \omega\tau_{\phi e}$$

$$\tan \delta_p = \omega\tau_p$$

$$\tan \delta_{A1} = \omega\tau_{A1}$$

$$\therefore \bar{I}_{\phi W} = (1 - \omega^2 k_{\phi e}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\phi e}^2} \cdot I \exp j(\varphi + \delta_{\phi e}) \\ + p (1 - A_1) \cdot \frac{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{A1}^2}}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2}} E \exp j(\delta_p + \delta_{A1})$$

一方、式 (4.52) より

$$I_m = \frac{1}{Z_{p'}} [E - Z_{M'} I_f]$$

$$\therefore I_m = \frac{1}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2 \cdot (1 + \omega^2 k^2 \tau_p \tau_e)}} \times \left\{ E \exp j(-\delta_p) - \omega M \sqrt{1 + \omega^2 \tau_M^2} \cdot I \exp j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta_M - \delta_p\right) \right\}$$

ただし $\tan \delta_M = \omega \tau_M = \omega \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e$

さて式 (4・60) に $\bar{I}_{\phi W}$, I_m を入れると

$$\begin{aligned} W &\cong \frac{1}{(1 + \omega^2 \tau_p^2)(1 + \omega^2 k^2 \tau_p \tau_e)} \left[(1 - \omega^2 k_{\phi e}) E I \cos \varphi \cdot \left\{ 1 + \omega^2 \tau_p \left(k \tau_p + \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \omega \left(\frac{1 - k}{1 - k} \tau_p - \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \cdot \tan \varphi \right\} - \omega M I^2 \cdot \omega \left(\frac{1 - k}{1 - k} \tau_p - \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e + \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \right. \\ &\quad \left. + p \frac{E^2}{R_p} (1 - A_1) - E I \cos \varphi \cdot \left[\omega^2 \tau_p \tau_e \cdot \frac{k_2^2}{k} \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{q}{p} \right) + \omega k \tau_p \cdot \tan \varphi \right] \right] \\ P &\cong W \left[1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right] \end{aligned} \quad (4 \cdot 61)$$

ただし

$$\begin{aligned} K_0 &= \omega^2 \tau_{\phi}^2 + \omega^2 \left[\left\{ k_1 \left(1 + \frac{1}{k} \cdot 1 - \frac{q}{p} \right) + k_2 \left(1 + \frac{q}{p} \cdot 1 - \frac{1}{k} \right) \right\} \tau_p + \frac{k_1}{k} \frac{q}{p} \tau_e \right] k_2 \tau_e \\ K_1 &= \omega \left\{ (1 - 2k) \tau_p - \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right\} \end{aligned}$$

K_1 の符号は遅れ電流率のとき負号, 進み電流のとき正号をとる。

$$\begin{aligned} K_2 &= \omega^2 M \left\{ (1 - k) \tau_p - \frac{q}{p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e + \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right\} \\ K_3 &= -\frac{p}{R_p} = -\sqrt{\frac{L_p}{L_f}} / R_p \end{aligned} \quad (4 \cdot 62)$$

(8) 静電容量と相互インダクタンス

FC, MC 回路の等価回路を, コイル巻線間の静電容量や絶縁抵抗を考慮して Fig. 4・5・13 の

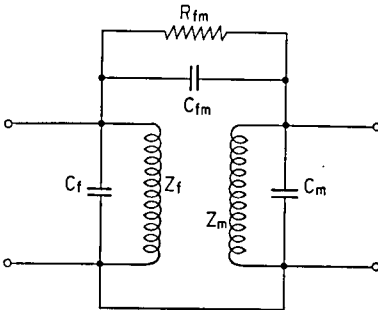


Fig. 4・5・13

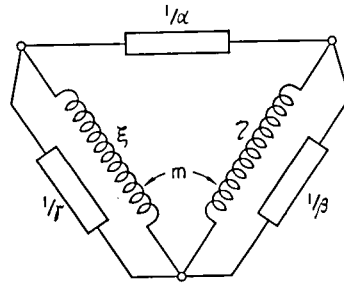


Fig. 4・5・14

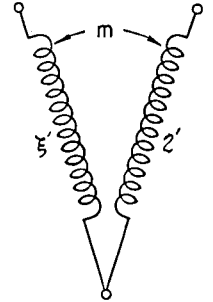


Fig. 4・5・15

如く定める。これを書き換えて、等価的に Fig. 4・5・2 と同様な形にすれば、4・5 で用いた方法で指示の式が得られる。いま Fig. 4・5・14 なる回路を Fig. 4・5・15 に置き換えた場合を考える。Hague⁽³²⁾ によれば、この変換は

$$\left. \begin{aligned} m' &= m - \alpha(\xi + m)(\eta + m) - \beta m \eta - \gamma m \xi \\ \xi' &= \xi - \alpha(\xi + m)^2 - \beta m^2 - \gamma \xi^2 \\ \eta' &= \eta - \alpha(\eta + m)^2 - \beta \eta^2 - \gamma m^2 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 63)$$

で与えられる。従ってこれを用いて我々の計算をする。 ξ' の計算

$$\xi = R_f + j\omega L_f$$

$$\alpha = \frac{1}{R_{fm}} (1 + j\omega R_{fm} \cdot C_{fm})$$

$$\beta = j\omega C_m$$

$$\delta = j\omega C_f$$

$$m = j\omega M_0$$

$$\begin{aligned} \xi' &= R_f + j\omega L_f - \frac{1 + j\omega R_{fm} C_{fm}}{R_{fm}} [R_f + j\omega(L_f + M_0)]^2 + j\omega C_m \omega^2 M_0^2 - j\omega C_f (R_f + j\omega L_f)^2 \\ &= R_f (1 + k_{fc}) (1 + j\omega \tau_{fc}) \end{aligned} \quad (4 \cdot 64)$$

ここに

$$\begin{aligned} k_{fc} &= -\frac{R_f}{R_{fm}} + \omega^2 \left[\frac{(L_f + M_0)}{R_{fm} R_f} + 2 \{ C_{fm} (L_f + M_0) + C_f L_f \} \right] \\ \tau_{fc} &\cong \tau_f - R_f (C_f + C_{fm}) - \frac{2(L_f + M_0)}{R_{fm}} + \frac{\omega^2}{R_f} \{ C_f L_f^2 + C_m M_0^2 + C_{fm} (L_f + M_0)^2 \} \end{aligned}$$

η' の計算

$$\eta = R_m + j\omega L_m$$

$$\begin{aligned} \eta' &= R_m + j\omega L_m - \frac{1 + j\omega C_{fm} R_{fm}}{R_{fm}} \{ R_m + j\omega(L_m + M_0) \}^2 - j\omega C_m (R_m + j\omega L_m)^2 + j\omega C_f \omega^2 M_0^2 \\ &= R_m (1 + k_{mc}) (1 + j\omega \tau_c) \end{aligned} \quad (4 \cdot 65)$$

ここに

$$\begin{aligned} k_{mc} &= -\frac{R_m}{R_{fm}} + \omega^2 \left[\frac{(L_m + M_0)^2}{R_{fm} \cdot R_m} + 2 \{ C_{fm} (L_m + M_0) + C_m L_m \} \right] \\ \tau_{mc} &\cong \tau_m - R_m (C_m + C_{fm}) - \frac{2(L_m + M_0)}{R_{fm}} \\ &\quad + \frac{\omega^2}{R_m} [C_m L_m^2 + C_f M_0^2 + C_{fm} (L_m + M_0)^2] \end{aligned}$$

m' の計算

$$\begin{aligned}
 m' &= j\omega M_0 - \frac{1+j\omega R_{fm}C_{fm}}{R_{fm}} \{R_f + j\omega(L_f + M)\} \{R_m + j\omega(L_m + M)\} \\
 &\quad - j\omega C_m \cdot j\omega M (R_m + j\omega L_m) - j\omega C_f \cdot j\omega M (R_f + j\omega L_f) \\
 &= j\omega M (1 + k_M) - \sigma_c
 \end{aligned} \tag{4.66}$$

ここに

$$\begin{aligned}
 k_M &= \frac{1}{M} \left[-\frac{1}{R_{fm}} \{R_m(L_f + M) + R_f(L_m + M)\} - C_{fm} \{R_f R_m - \omega^2(L_f + M)(L_m + M)\} \right. \\
 &\quad \left. + \omega^2 M_0 (C_m L_m + C_f L_f) \right] \\
 \sigma_c &= \frac{1}{R_{fm}} \{R_f R_m - \omega^2(L_f + M)(L_m + M)\} - \omega^2 C_{fm} \{R_m(L_f + M) + R_f(L_m + M)\} \\
 &\quad - \omega^2 M (C_m R_m + C_f R_f)
 \end{aligned}$$

(9) L, M , 及び C の影響

Fig. 4.5.16 (a) は (8) の結果より (b) の如く書き直し、電流方向も図示のとおりに考えると、

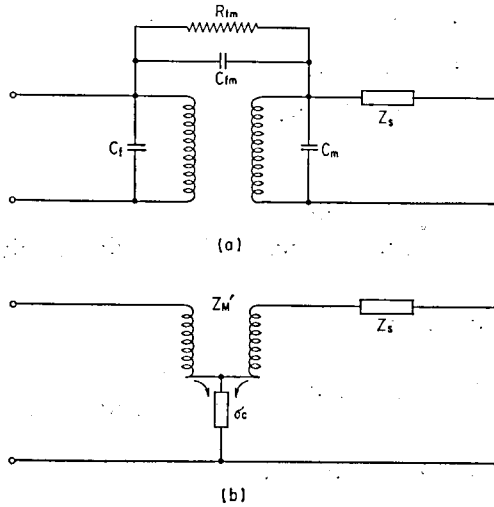


Fig. 4.5.16

$$\begin{aligned}
 I_f \cdot Z_{fc} + I_m \cdot Z_{Mc} (1 + k_M) - \sigma_c (I_f + I_m) &= V_1 \\
 I_m \cdot Z_{pc} + I_f \cdot Z_{Mc} (1 + k_M) - \sigma_c (I_f + I_m) &= V_2
 \end{aligned} \tag{4.68}$$

$$\begin{aligned}
 \therefore I_f Z_f' + I_m Z_M' &= V_1 \\
 I_m \cdot Z_p' + I_f Z_M' &= V_2
 \end{aligned} \tag{4.68}$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} Z_f' &= Z_{fc} - \sigma_c \\ Z_p' &= Z_{p0} - \sigma_c \\ Z_M' &= Z_{Mc}(1 + k_M) - \sigma_c \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 69)$$

すると

$$\left. \begin{aligned} Z_f'' I_f + \frac{Z_M'}{p} \cdot I_{\phi M} &= V_1 \\ Z_p'' I_m + Z_M' I_{\phi M} &= V_2 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 70)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} Z_f'' &= Z_f' - \frac{Z_M'}{p} \\ Z_p'' &= Z_p' - p \cdot Z_M' \\ I_{\phi M} &= I_f + p \cdot I_m \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 71)$$

より

$$I_{\phi M} = I_f \left(1 - p \frac{Z_M'}{Z_p'} \right) + p \frac{E}{Z_p'}$$

ここに

$$\begin{aligned} Z_M' &= (1 + k_M) \cdot Z_M - \sigma_c \\ Z_p' &= Z_{pc} - \sigma_c \\ &= R_p(1 + k_{pc}) + j\omega L_p(1 + A_{pc}) - \sigma_c \\ &\cong Z_p(1 + k_{pc}') (1 + j\omega\tau_{pc}') \end{aligned}$$

とおくと、

$$\begin{aligned} I_{\phi M} &= I_f \left[1 - p \left\{ \frac{Z_M}{Z_p} \cdot \frac{1 + k_M}{(1 + k_{pc}') (1 + j\omega\tau_{pc}')} - \frac{\sigma_c}{Z_p(1 + k_{pc}') (1 + j\omega\tau_{pc}')} \right\} \right] \\ &\quad + p \cdot \frac{E}{Z_p(1 + k_{pc}') (1 + j\omega\tau_{pc}')} \\ &\cong I_f \cdot (1 - \omega^2 k_{\phi c}) (1 - j\omega\tau_{\phi c}) + p \cdot \frac{E \cdot (1 - j\omega\tau_{pc}')}{Z_p(1 + k_{pc}') (1 + \omega^2 \tau_{pc}'^2)} \end{aligned} \quad (4 \cdot 72)$$

ただし

$$\begin{aligned} k_{\phi c} &= k\tau_p(\tau_p + \tau_{pc}') + p \cdot \frac{\sigma_c}{R_p} \cdot \tau_p \cdot \tau_{pc}' \\ \tau_{\phi c} &= k\tau_p + p \frac{\sigma_c}{R_p} (\tau_p + \tau_{pc}') \end{aligned}$$

 E を基準ベクトルにとり、 I_f が φ だけ位相が遅れているとすると、

$$\begin{aligned} I_{\phi M} &= (1 - \omega^2 k_{\phi c}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\phi c}^2} I \exp j(-\varphi - \delta_{\phi c}) \\ &\quad + p \cdot \frac{E \exp j(-\delta_p - \delta_{pc}')}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2} (1 + k_{pc}') \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{pc}'^2}} \end{aligned}$$

ただし

$$\tan \delta_{\phi c} = \omega \tau_{\phi c}$$

$$\tan \delta_{p c'} = \omega \tau_{p c'}$$

$$\begin{aligned} \therefore \quad \bar{I}_{\phi M} &= (1 - \omega^2 k_{\phi c}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\phi c}^2} I \exp j(\varphi + \delta_{\phi c}) \\ &\quad + p \cdot \frac{E \exp j(\delta_p + \delta_{p c'})}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2} (1 + k_{p c'}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p c'}^2}} \end{aligned}$$

(6・68) より $V_2 = E$ として

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{E - Z_M' \cdot I_f}{Z_p'} \\ &= \frac{E - \{(1 + k_M) Z_M - \sigma_c\} I_f}{Z_p (1 + k_{p c'}) (1 + j \omega \tau_{p c'})} \\ &= \frac{1}{R_p \sqrt{1 + \omega^2 \tau_p^2} (1 + k_{p c'}) \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{p c'}^2}} \times \left\{ E \exp j(-\delta_p - \delta_{p c'}) \right. \\ &\quad \left. - (1 + k_M) \omega M I \exp j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta_{p c'} - \delta_p\right) + \sigma_c I \exp j(-\varphi - \delta_p - \delta_{p c'}) \right\} \end{aligned} \quad (4 \cdot 73)$$

指示を W とすれば

$$\begin{aligned} W &= R_p \times [\text{Real part of } \bar{I}_{\phi M} \cdot I_m] \\ &= \frac{1 - \omega^2 k_{\phi c}}{(1 + k_{p c'}) (1 + \omega^2 \tau_p^2) (1 + \omega^2 \tau_{p c'}^2)} \left[\{1 - \omega^2 \tau_p \tau_{p c'} + \omega^2 \tau_{\phi c} (\tau_p + \tau_{p c'})\} \right. \\ &\quad \left. - \omega (\tau_{\phi c} - \tau_p - \tau_{p c'}) \tan \varphi\right] E I \cos \varphi + (1 + k_M) \omega M I^2 \omega (\tau_{\phi c} - \tau_p - \tau_{p c'}) \\ &\quad + 2 \sigma_c I^2 \{1 - \omega^2 \tau_p \tau_{p c'} + \omega^2 \tau_{\phi c} (\tau_p + \tau_{p c'})\} + \frac{p}{1 + k_{p c'}} \cdot \frac{E^2}{R_p} \\ &\quad - (1 + k_M) \omega k \tau_p E I \sin \varphi + \frac{p \cdot \sigma_c}{R_p} \cdot E I \cos \varphi \end{aligned}$$

$P = E I \cos \varphi$ とすれば

$$P = W \left(1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right) \quad (4 \cdot 74)$$

ここに

$$\begin{aligned} K_0 &= k_{p c'} - p \cdot \frac{\sigma_c}{R_p} + \omega^2 (\tau_p^2 + \tau_{p c} \tau_p + \tau_{p c'}^2) \left(1 - p \cdot \frac{\sigma_c}{R_p} \right) \\ K_1 &= \omega \left\{ \tau_p \left(1 - p \cdot \frac{2 \sigma_c}{R_p} - 2k \right) + \tau_{p c'} \left(1 - p \cdot \frac{2 \sigma_c}{R_p} \right) \right\} \end{aligned}$$

第3項の符号は φ にもたせ、遅れ電流で負号、進み電流で正号になるものとする。

$$\begin{aligned} K_2 &= \omega^2 M \left\{ \tau_p \left(1 - p \cdot \frac{2 \sigma_c}{R_p} - k \right) + \tau_{p c'} \left(1 - p \cdot \frac{2 \sigma_c}{R_p} \right) \right\} \\ K_3 &= - \frac{p}{R_p} \end{aligned} \quad (4 \cdot 75)$$

4・6 実負荷の場合の電力計の指示

(1) 指示の基本的な考え方

虚負荷法により電力計を偏らせた場合と、実際に負荷に接続した電力計の指示は完全に同様であるのかを確認するため、ここでは虚負荷の場合と同様な解析法により実負荷の場合の指示を考える。従って計器損失を除いた際、指示特性係数が、2つの場合につき全く同一であるか否かを検討することに帰着する。

電力計を負荷に接続する方法及びその選定はよく知られている。ここでは、この二つの場合について指示を考える。

(i) 電圧回路が負荷側にある場合

Fig. 4・6・1 の如く考えると次の関係が得られる。

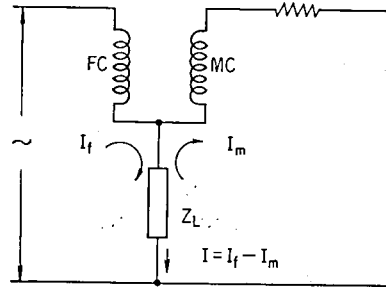


Fig. 4・6・1

$$\left. \begin{aligned} V &= (Z_f + Z_L) I_f - (Z_M + Z_L) I_m \\ 0 &= (Z_p + Z_L) I_m - (Z_M + Z_L) I_f \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 76)$$

これより

$$I_m = \frac{Z_M + Z_L}{Z_p + Z_L} \cdot I_f \quad (4 \cdot 77)$$

負荷電流を I とすると、

$$I_f - I_m = I \quad (4 \cdot 78)$$

従って、

$$I_m = \frac{E + Z_M I}{Z_p - Z_M} \quad (4 \cdot 79)$$

$$I_f = \frac{Z_p}{Z_p - Z_M} \left(1 + \frac{E}{Z_p} \right) \quad (4 \cdot 80)$$

MC と鎖交する磁束を作る磁化電流を I_ϕ とすれば、

$$\begin{aligned} I_\phi &= I_f - p I_m \\ &= \frac{1}{Z_p - Z_M} \{ (Z_p - p Z_M) I + (1 - p) E \} \end{aligned} \quad (4 \cdot 78)$$

ただし

$$p = \sqrt{\frac{L_m}{L_f}}$$

負荷の端子電圧 E を基準ベクトルにとり、負荷電流 I は E より φ だけ位相が遅れていると仮定すると、

$$I_m = \frac{1}{|Z_p - Z_M|} \left\{ E \exp j(-\delta) + \omega M I \exp j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta\right) \right\}$$

ただし δ は $Z_p - Z_M$ の位相角。 $\tan \delta = \omega(L_p - M)/R_p$

$$I_\phi = \frac{1}{|Z_p - Z_M|} \{ |Z_p - pZ_M| I \exp j(-\varphi + \delta' - \delta) + (1-p) E \exp j(-\delta) \}$$

ただし δ' は $Z_p - pZ_M$ の位相角。 $\tan \delta' = \omega(L_p - pM)/R_p$

$$\therefore \bar{I}_\phi = \frac{1}{|Z_p - Z_M|} \{ |Z_p - pZ_M| I \exp j(\varphi - \delta' + \delta) + (1-p) E \exp j\delta \}$$

指示を W とすれば、

$$W = R_p \cdot [\text{Real part of } \bar{I}_\phi \cdot I_m]$$

$$W = \frac{1}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_p - M}{R_p} \right)^2} \left\{ EI \cos \varphi + \omega \frac{L_p + M(1-2p)}{R_p} EI \sin \varphi + \omega M \cdot \frac{\omega(L_p - pM)}{R_p} I^2 + (1-p) \frac{E^2}{R_p} \right\}$$

$E I \cos \varphi = P$ とおくと

$$\begin{aligned} P &\cong W \left[1 + \left\{ \frac{\omega(L_p - M)}{R_p} \right\}^2 - \omega \frac{L_p(1-2k) + M}{R_p} \tan \varphi \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{W} \omega M \frac{\omega L_p(1-k)}{R_p} I^2 + \frac{1}{W} p \cdot \frac{E^2}{R_p} \right] - \frac{E^2}{R_p} \\ &= W \left(1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right) - \frac{E^2}{R_p} \end{aligned} \quad (4 \cdot 82)$$

ただし

$$\begin{aligned} K_0 &= \left\{ \frac{\omega(L_p - M)}{R_p} \right\}^2 \\ K_1 &= \omega \frac{L_p(1-2k) + M}{R_p} \\ K_2 &= \omega M \frac{\omega L_p(1-k)}{R_p} \\ K_3 &= \frac{p}{R_p} \end{aligned} \quad (6 \cdot 83)$$

また E^2/R_p は電圧回路の損失を示す。

これらの $K_i (i=0 \sim 2)$ は虚負荷のときのそれとは異なっている。

(ii) 電流回路が負荷側にある場合

Fig. 4・6・2 の如く考えると次の関係が得られる。

$$V = Z_p I_m + Z_M I_f = Z_f I_f + Z_M I_M I_m + E \quad (4 \cdot 84)$$

$$\therefore I_m = \frac{E + (Z_f - Z_M) I_f}{Z_p - Z_M} \quad (4 \cdot 85)$$

MC と鎖交する磁束の磁化電流を I_ϕ とすれば、

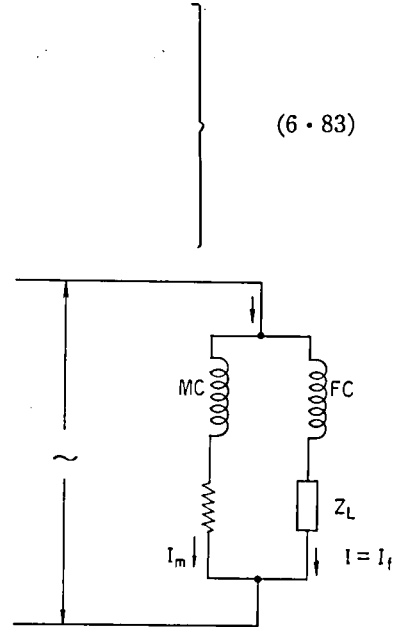


Fig. 4・6・2

$$I_\phi = I_f + pI_m$$

$$= \frac{1}{|Z_p - Z_M|} [|Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M| I_f + pE] \quad (4 \cdot 86)$$

いま E を基準ベクトル，負荷電流 I はこれより φ だけ位相が遅れるとすれば $I_f = I$ であるから，

$$I_m = \frac{1}{|Z_p - Z_M|} [E \exp j(-\delta) + |Z_f - Z_M| I \exp j(-\varphi + \delta' - \delta)]$$

$$\bar{I}_\phi = \frac{1}{|Z_p - Z_M|} [|Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M| I \exp j(\varphi - \delta'' + \delta) + pE \exp j\delta]$$

ただし

$$Z_f - Z_M : |Z_f - Z_M|, \angle \delta'$$

$$Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M : |Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M|, \angle \delta''$$

$$Z_p - Z_M : |Z_p - Z_M|, \angle \delta$$

指示 $W = R_p \cdot [\text{Real part of } I_\phi \cdot I_m]$ であるから，

$$W = \frac{R_p}{|Z_p - Z_M|^2} \{ |Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M| EI \cos(\varphi - \delta'') + pE^2$$

$$+ |Z_f - Z_M| \cdot |Z_p + pZ_f - (1+p)Z_M| I^2 \cos(\delta' - \delta'')$$

$$+ p|Z_f - Z_M| EI \cos(\varphi - \delta') \}$$

$$= \frac{1}{1 + \omega^2 \left(\frac{L_p - M}{R_p} \right)^2} \left[EI \cos \varphi \cdot \left\{ 1 + 2p \frac{R_f}{R_p} \right\} + \frac{\omega}{R_p} \{ L_p - M + 2p(L_f - M) \} EI \sin \varphi \right.$$

$$+ I^2 \left\{ R_f \left(1 + p \frac{R_f}{R_p} \right) + \omega^2 \frac{L_p - M}{R_p} (L_p - M + p \overline{L_f - M}) \right\} + p \frac{E^2}{R_p} \Big]$$

$$P \cong W \left[1 + K_0 + K_1 \tan \varphi \frac{K_2}{W} + \frac{K_3}{W} \right] - I^2 R_f \quad (6 \cdot 87)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= \left\{ \frac{\omega(L_p - M)}{R_p} \right\}^2 - 2p \frac{R_f}{R_p} \\ K_1 &= \frac{\omega}{R_p} \{ L_p(1 - 2k) - M + 2pL_f \} \\ K_2 &= -p \frac{R_f^2}{R_p} - \omega^2 \frac{L_p - M}{R_p} \{ L_p - M + p(L_f - M) \} \\ K_3 &= -\frac{p}{R_p} \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 88)$$

(2) うず電流の影響を考慮した場合

まず Fig. 4・6・3 のような等価回路を考える。電流の向きを図示の如くみるときの関係が得られる。

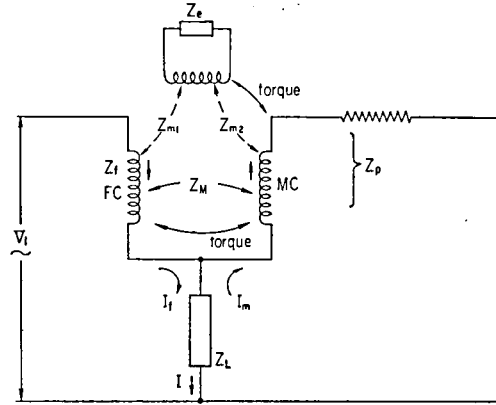


Fig. 4・6・3

$$\left. \begin{aligned} (Z_f + Z_L)I_f - (Z_M + Z_L)I_m + Z_{m1}I_e &= V_i \\ (Z_p + Z_L)I_m - (Z_M + Z_L)I_f + Z_{m2}I_e &= 0 \\ Z_{m1} + I_f + Z_{m2}I_m + Z_eI_e &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 89)$$

(4・89) の第3式より

$$I_e = -\frac{1}{Z_e} (Z_{m1}I_f + Z_{m2}I_m) \quad (4 \cdot 90)$$

(4・89) の第 1, 2 式に入れて I_e を消せば

$$I_m = \frac{Z_M + Z_L + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e}{Z_p + Z_L - Z_{m2}^2/Z_e} \cdot I_f \quad (4 \cdot 91)$$

負荷電流を I とすると, $I_f - I_m = I$ 従って, 上式より

$$I_m = \frac{E + (Z_M + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e)I}{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e - (Z_M + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e)} \quad (4 \cdot 92)$$

これより,

$$I_f = \frac{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e}{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e - (Z_M + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e)} \left(I + \frac{E}{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e} \right) \quad (4 \cdot 93)$$

MC と鎖交する FC 磁束を作る磁化電流を $I_{\phi M}$ とすると

$$\begin{aligned} I_{\phi M} &= I_f - pI_m \\ &= \frac{1}{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e - (Z_M + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e)} \left[\left\{ Z_p - \frac{Z_{m2}^2}{Z_e} - p \left(Z_M + \frac{Z_{m1}Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} I + (1-p)E \right] \end{aligned}$$

ただし

$$p = \sqrt{\frac{L_p}{L_f}}$$

一方 MC と鎖交する, MC 近傍の固定金属部分に流れるうず電流によって生ずる磁束の磁化電流を $I_{\phi e}$ とすれば

$$I_{\phi e} = I_e - qI_m$$

ただし

$$q = \sqrt{\frac{L_p}{L_e}}$$

そこで式 (6.89, 90) より

$$I_{\phi e} = \frac{-1}{Z_p - Z_{m2}^2/Z_e - (Z_M + Z_{m1}Z_{m2}/Z_e)} \times \left[\left\{ \frac{Z_{m1}}{Z_e} \left(Z_p - \frac{Z_{m2}^2}{Z_e} \right) + \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \left(Z_M + \frac{Z_{m1}Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} I + \left\{ \frac{Z_{m1}}{Z_e} + \left(q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} E \right] \quad (4 \cdot 94)$$

さて MC 電流は FC の固定磁束の他に上のうず電流による固定磁束ともトルクを生ずる。いま MC 電流と鎖交する固定有効磁束を作る磁化電流を次のように考える。

$$I_{\phi W} = I_{\phi M} + \frac{k_2}{k} \cdot I_{\phi e} \quad (4 \cdot 95)$$

ただし k_2 , k は式 (4・59) で述べたとおりである。

いま簡単のために

$$Z_p' = Z_p - \frac{Z_{m2}^2}{Z_e}$$

$$Z_M' = Z_M + \frac{Z_{m1}Z_{m2}}{Z_e}$$

とすると,

$$I_{\phi W} = \frac{1}{Z_p' - Z_M'} \left[\left\{ Z_p' - pZ_M' - \frac{k_2}{k} \left(\frac{Z_{m1}}{Z_e} Z_p' + q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \cdot Z_M' \right) \right\} I + \left\{ (1-p) - \frac{k_2}{k} \left(\frac{Z_{m1}}{Z_e} + q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} E \right] \quad (4 \cdot 96)$$

$$I_m = \frac{E + Z_M' I}{Z_p' - Z_M'}$$

この場合指示 W は

$$W = R_p \cdot [\text{Real part } \bar{I}_{\phi W} \cdot I_m] \quad (4 \cdot 97)$$

$$I_{\phi W} = \frac{1}{Z_p' - Z_M'} \left[\left\{ Z_p' - pZ_M' - \frac{k_2}{k} \left(\frac{Z_{m1}}{Z_e} \cdot Z_p' + q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \cdot Z_M' \right) \right\} I + \left\{ 1-p - \frac{k_2}{k} \left(\frac{Z_{m1}}{Z_e} + q + \frac{Z_{m2}}{Z_e} \right) \right\} E \right]$$

$$= \frac{1}{R_p(1+k_{p1})(1+j\omega\tau_{p1})} [R_p(1+k_{p2})(1+j\omega\tau_{p2})I + (1-p+k_{p3})(1+j\omega\tau_{p3})E]$$

ただし

$$\begin{aligned}
k_{p2} &= -\omega^2 \left[\tau_p \tau_e \left\{ k_2^2 - \frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} - k_2^2 \frac{q}{p} - k_1 k_2 \right\} + \tau_e^2 \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} \right] \\
\tau_{p2} &= \tau_p \left(1 - k - k_2 \frac{q}{p} \right) - \tau_e \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} \\
k_{p3} &= -\omega^2 \tau_e^2 \left(\frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} - \frac{k_2^2}{k} q \right) \\
\tau_{p3} &= -\tau_e \left(\frac{k_1 k_2}{k} \cdot \frac{q}{p} - \frac{k_2^2}{k} q \right) \\
k_{p1} &= -\omega^2 \left(k_2^2 \tau_p \tau_e - \frac{M}{R_p} \cdot \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \\
\tau_{p1} &= \tau_p - \frac{M}{R_p}
\end{aligned}$$

E を基準ベクトル, I はこれより位相が φ だけ遅れるものとする

$$\begin{aligned}
I_{\phi W} &= \frac{1}{R_p(1+k_{p1}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p1}^2}} \{ R_p(1+k_{p2}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p2}^2} I \exp j(-\varphi + \delta_{p2} - \delta_{p1}) \\
&\quad + (1-p+k_{p3}) (\sqrt{1+\omega^2 \tau_{p3}^2} E \exp j(\delta_{p3} - \delta_{p1})) \} \\
\therefore \bar{I}_{\phi W} &= \frac{1}{R_p(1+k_{p1}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p1}^2}} \{ R_p(1+k_{p2}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p2}^2} I \exp j(\varphi - \delta_{p2} + \delta_{p1}) \\
&\quad + (1-p+k_{p3}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p3}^2} E \exp j(\delta_{p1} - \delta_{p3}) \}
\end{aligned}$$

また

$$\begin{aligned}
I_m &= \frac{1}{R_p(1+k_{p1}) \sqrt{1+\omega^2 \tau_{p1}^2}} \left[E \exp j(-\delta_{p1}) + \omega M I \exp j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta_{p1}\right) \right. \\
&\quad \left. - \omega^2 M \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e I \exp j(-\varphi - \delta_{p1}) \right]
\end{aligned}$$

(4・97) 式に入れ, $E I \cos \varphi = P$ とおけば

$$P = W \left[1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right] - \frac{E^2}{R_p} \quad (4 \cdot 98)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned}
K_0 &= 2k_{p1} - k_{p2} + \omega^2 \left\{ \tau_{p1}^2 - (1-p) \frac{M}{R_p} \left(\tau_{p3} + \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \right\} \\
K_1 &= \omega \left\{ \tau_{p2} + \frac{M}{R_p} (1-p) \right\} \\
K_2 &= \omega^2 M \left(\tau_{p2} + \frac{k_1 k_2}{k} \tau_e \right) \\
K_3 &= \frac{p}{R_p}
\end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 99)$$

遅れ電流, 進み電流によって $\tan \varphi$ の符号は, 負, 正となる。

なお E^2/R_p は電圧回路の損失である。

(3) L, C, M の影響

Fig. 4・6・4 に示すように MC が負荷側に入る場合を一例として考える。(a) の如き C を考えると, (b) の如き等価回路が考えられる。電流を図示の如くるとき式 (4・77) と同様な考え方より

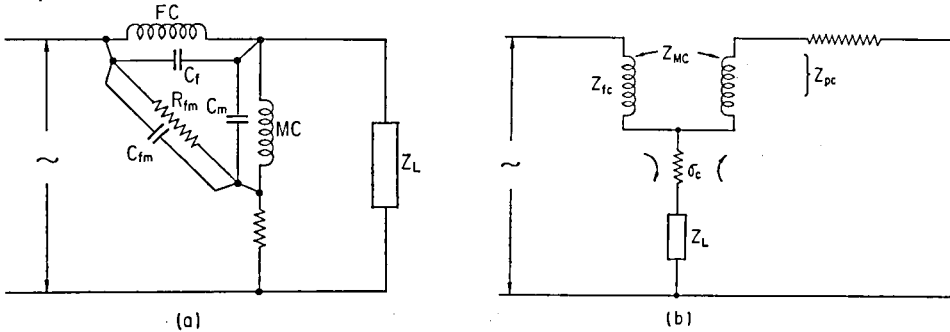


Fig. 4・6・4

$$I_m = \frac{Z_{Mc} + Z_L + \sigma_c}{Z_{pc} + Z_L + \sigma_c} I_f \quad (4 \cdot 100)$$

さて

$$I_f = I + I_m \quad (4 \cdot 101)$$

$$\therefore I_m = \frac{E + (Z_{Mc} + \sigma_c) I}{Z_{pc} - Z_M} \quad (4 \cdot 102)$$

ここに E , および I は負荷電圧, 電流である。

$$\therefore I_f = \frac{Z_{pc} + \sigma_c}{Z_{pc} - Z_{MC}} \left[I + \frac{E}{Z_{pc} + \sigma_c} \right]$$

MC と鎖交する磁束を作る磁化電流を I_ϕ とすると

$$\begin{aligned} I_\phi &= I_f - p I_m \\ &= \frac{1}{Z_{pc} - Z_M} \{ [Z_{pc} - p Z_{MC} + \sigma_c (1-p)] I + (1+p) E \} \\ &= \frac{1}{R_p (1+k_{pc1}) (1+j\omega\tau_{pc})} \{ R_p (1+k_{pc2}) (1+j\omega\tau_{pc2}) I + (1-p) E \} \end{aligned}$$

E を基準ベクトル, I は φ だけ位相が遅れるとすると,

$$\begin{aligned} \bar{I}_\phi &= \frac{1}{R_p (1+k_{pc1}) \sqrt{1+\omega^2\tau_{pc1}^2}} \{ R_p (1+k_{pc2}) \sqrt{1+\omega^2\tau_{pc2}^2} I \exp j(\varphi - \delta_{pc2} + \delta_{pc1}) \\ &\quad + (1-p) E \exp j(\delta_{pc1}) \} \\ I_m &= \frac{1}{R_p (1+k_{pc1}) \sqrt{1+\omega^2\tau_{pc1}^2}} \{ E \exp j(-\delta_{pc1}) + \omega M (1+k_M) I \exp j\left(-\varphi + \frac{\pi}{2} - \delta_{pc1}\right) \\ &\quad + \sigma_c I \exp j(-\varphi - \delta_{pc1}) \} \end{aligned}$$

(4・18) 式より $EI \cos \varphi = p$ とおけば,

$$P = W \left(1 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{K_2}{W} I^2 + \frac{K_3}{W} E^2 \right) - \frac{E^2}{R_p} \quad (4 \cdot 104)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= 2k_{pc1} - k_{pc2} - (1-p) \frac{\sigma_c}{R_p} + \omega^2 \tau_{pc1}^2 \\ K_1 &= \omega \left\{ \tau_{pc2} + \frac{M}{R_p} (1-p+k_M) \right\} \\ K_2 &= \omega^2 M \tau_{pc2} + \sigma_c \\ K_3 &= \frac{p}{R_p} \end{aligned} \right\} \quad (4 \cdot 105)$$

遅れ電流, 進み電流によって, $\tan \varphi$ の符号は, 負または正となる。

なお E^2/R_p は電圧回路の損失である。

§ 5 電流力計型交直流比較器

5・1 電流力計型交直流比較器 D-1

(1) 入力回路

我々が最も長く使用し来った、代表的電流力計型比較器 D-1 は、逐年の改造により Fig. 5・1・1 のように構成され、標準器としての安定性が得られるに至った。この構成や、特性の評価、操作等につき述べる。

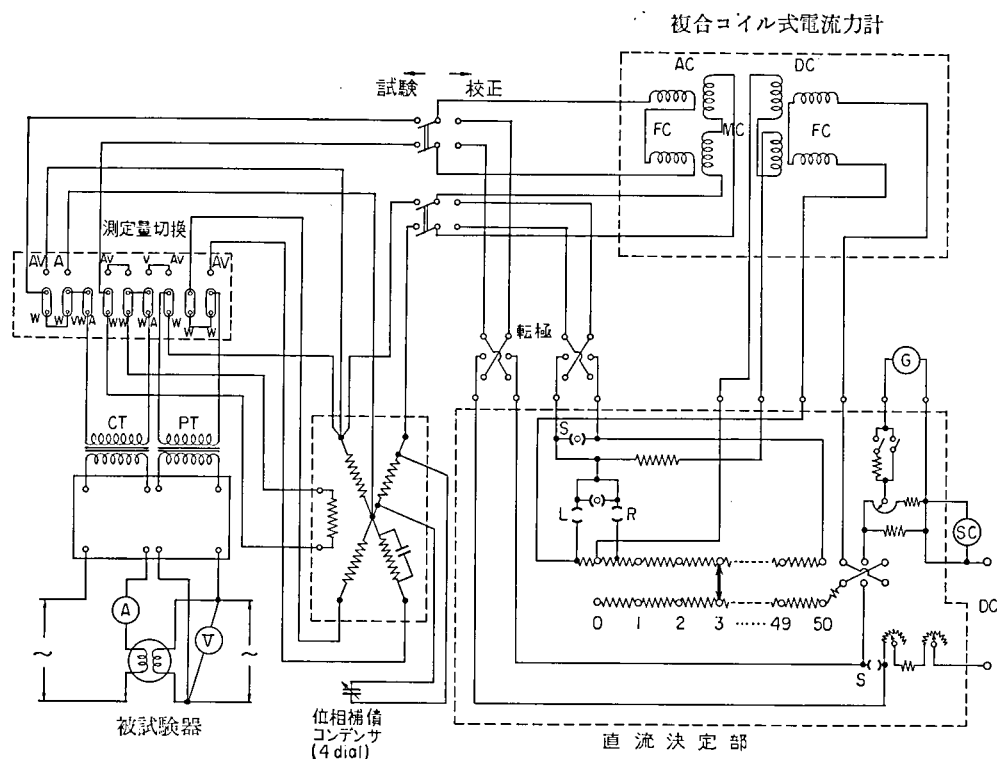


Fig. 5・1・1

§ 3 で触れたように PT, CT を入力回路に採用している。これらの2次負担である FC, MC の結合は指示の変化に応じて変るが、この場合も、変成器の校正値はそのまま採用しうるかどうかが、従って変成器の試験と、電流力計の試験は別個に切り離して可能かどうかといった問題も生ずる。先ず入力回路を述べる。

(i) 電流回路

Fig. 5・1・2 に示す如く固定コイルは CT の負担の一部となっている。可動コイルよりの誘起電圧を E_M とし、公称変成比 K_c とすると2次換算の等価回路は、Fig. 5・1・3 の如くなり次式が成立する。

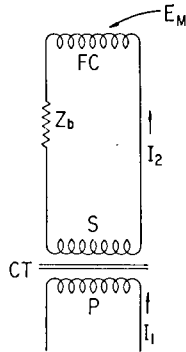


Fig. 5.1.2

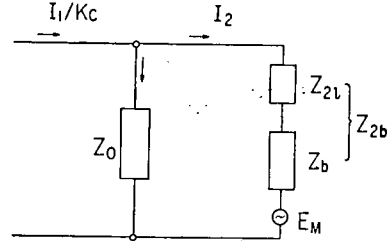


Fig. 5.1.3

$$\frac{I_2 Z_b + I_2 Z_{2l} + E_M}{Z_0} + I_2 = \frac{I_1}{K_c}$$

I_1, I_2 は夫々 1 次, 2 次電流, Z_0 : 励磁インピーダンス,

Z_b : 負担, Z_{2l} : 2 次漏洩インピーダンス

$$Z_{2b} = Z_b + Z_{2l} \quad \text{とすると}$$

$$\frac{I_1}{K_c I_2} = 1 + \frac{Z_{2b}}{Z_0} \left(1 + \frac{E_M}{Z_{2b} \cdot I_2} \right)$$

$$E_M = \omega M I_m$$

$$f = 1000 \text{ c/s} \quad \text{まで考えれば} \quad \omega = 6 \times 10^3$$

FC, MC 間の相互インダクタンスは最大値で $20 \mu\text{H}$ (実測値) $\therefore M = 20 \times 10^{-6} \text{ H}$

MC 電流 I_m の最大値は 100 mA

$$\text{従って } E_{M\text{max}} = 6 \times 10^3 \times 20 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-3} = 1.2 \times 10^{-2} \text{ (V)}$$

次に $Z_{2b} \cong 12 \Omega$

I_2 は FC 電流で最大は 500 mA であり, 実用上は最低 100 mA まで使用している。

$$(Z_{2b} \cdot I_2)_{\min} \cong 1.2 \times 10^{-4} \text{ (V)}$$

$$\therefore \left(\frac{E_M}{Z_{2b} \cdot I_2} \right)_{\max} \cong 1 \times 10^{-2}$$

ここで Z_{2b}/Z_0 もまた 1 に比して小さいので結局,

$$\frac{I_1}{K_c I_2} = 1 + \frac{Z_{2b}}{Z_0}$$

このことは I_2 すなわち FC 電流は 1 次電流と, CT の誤差のみで定まり, MC 回路よりの誘導は無視してよいことを示している。

そこで

$$I_2 = -\frac{(1-\alpha_c)}{K_c} I_1 \exp j\theta_c$$

ただし α_c : 比補正 θ_c : 位相誤差

(ii) 電圧回路

Fig. 5・1・4 は PT を含めた電圧回路を示している。

先ず PT の負担は、 Z_b とおくと

$$Z_b = Z_q + \frac{Z_m Z_p'}{Z_m + Z_p'}$$

となる。

また

$$V_2 = Z_q \left(I_m + \frac{I_m Z_p' + E_M'}{Z_m} \right) + I_m Z_p' + E_M'$$

これより

$$I_m = -\frac{Z_m}{Z_p' + Z_m} \cdot \frac{V_2}{Z_b} \left(1 - \frac{Z_q + Z_m}{Z_m} \cdot \frac{E_M'}{V_2} \right)$$

ただし I_m : MC 電流

E_M' : FC 電流による誘起電圧

$$Z_p' = Z_p + Z_{nc}$$

V_2, I_2 は PT の 2 次電圧, 電流とすると, PT の公称変成比は K_p として

$$\frac{V_1}{-K_p} = V_2 + \frac{I_0}{K_p} \cdot Z_{1l} + I_2 \cdot Z_{12l}$$

ただし

$$Z_{12l} = \frac{Z_{1l}}{K_p^2} + Z_{2l}$$

ここで

$$\begin{aligned} I_2 &= I_m + \frac{Z_p' I_m + E_M'}{Z_m} \\ &= \frac{V_2}{Z_b} \left[1 + \frac{Z_b - (Z_q + Z_m)}{Z_m} \cdot \frac{E_M'}{V_2} \right] \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{V_1}{-K_p V_2} = 1 + \frac{Z_{1l}}{Z_0} + \frac{Z_{12l}}{Z_b} \left[1 + \frac{Z_b - (Z_q + Z_m)}{Z_m} \cdot \frac{E_M'}{V_2} \right]$$

$f=1000$ c/s とすれば, $I_f=500$ mA 最大値。 $M=20$ μ H の最大値をとれば

$$E_M'_{\max} = \omega M I_f = 6 \times 10^3 \times 20 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-3} = 6 \times 10^{-2} \text{ (V)}$$

$Z_b=40 \Omega$, $Z_q=32 \Omega$, $Z_m=10 \Omega$, また $V_2=20$ V (定格値)

で

$$\frac{Z_b - (Z_q + Z_m)}{Z_m} \cdot \frac{E_M'}{V_2} = -\frac{1}{5} \cdot \frac{6 \times 10^{-2}}{20} = -6 \times 10^{-4}$$

また Z_{12l}/Z_b も 1 に比べて小さいから

$$\frac{V_1}{-K_p V_2} = 1 + \frac{Z_{1l}}{Z_0} + \frac{Z_{12l}}{Z_b}$$

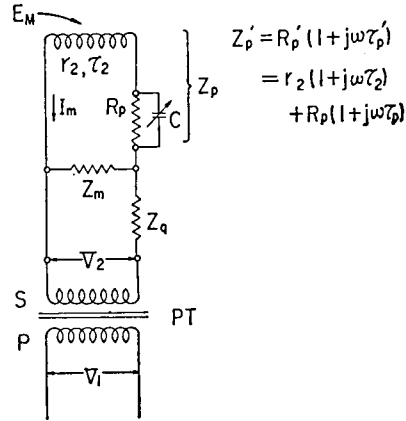


Fig. 5・1・4

としてよい。PT の誤差には FC, MC 間の相互インダクタンスは影響しないことを示している。
PT の誤差試験で比補正 α_p , 位相誤差 θ_p が求められれば

$$V_2 = -\frac{1-\alpha_p}{K_p} \cdot V_1 \exp j\theta_p$$

このとき

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{1}{Z_p' + Z_m \cdot Z_q / (Z_m + Z_q)} \left(\frac{Z_m}{Z_m + Z_q} V_2 - Z_m \cdot I_f \right) \\ &= \frac{Z_m}{Z_m + Z_p'} \cdot \frac{1}{Z_b} \left(V_2 - \frac{Z_m + Z_q}{Z_m} \cdot Z_m I_f \right) \end{aligned}$$

ここに

$$\begin{aligned} \frac{Z_m}{Z_m + Z_p'} \cdot \frac{1}{Z_b} &= \frac{1}{Z_q + Z_p' (Z_m + Z_q) / Z_m} \\ &\cong \frac{1}{\{R_q + R_p' (R_q + R_m) / R_m\} (1 - \omega^2 \Delta) (1 + j\omega \tau_{0p})} \end{aligned}$$

ただし

$$\begin{aligned} \Delta &\cong \frac{R_p' R_q}{R_m} \cdot \frac{\tau_p' \tau_q - (\tau_p' + \tau_q) \tau_m + \tau_m^2}{R_q + R_p' (R_q + R_m) / R_m} \\ \tau_{0p} &= \frac{R_q \tau_q + R_p' \tau_p' + (R_p' R_q / R_m) (\tau_p' + \tau_q - \tau_m)}{R_q + R_p' (R_q + R_m) / R_m} \end{aligned}$$

さて $R_q = 32 \Omega$, $R_p' = 27 + 13 = 40 \Omega$, $R_m = 10 \Omega$ であるから

$$\begin{aligned} \Delta &\cong 0.64 (\tau_m - \tau_p') (\tau_m - \tau_q) \\ \tau_{0p} &\cong 0.8 \tau_q + 0.84 \tau_p' - 0.64 \tau_m \quad (\text{sec}) \end{aligned}$$

ここで τ_q, τ_p', τ_m は夫々 Z_q, Z_p', Z_m の時定数である。

位相誤差補償回路は既報告で述べた方法があるが、この場合では Fig. 5・1・3 に示すように、コンデンサを挿入した。

$$\begin{aligned} Z_p' &= r_2 (1 + j\omega \tau_2) + \frac{R_p (1 + j\omega \tau_p) / j\omega c}{R_p (1 + j\omega \tau_p) + 1 / j\omega c} \\ &\cong (r_2 + R_p) \left\{ 1 + \omega^2 \frac{c R_p^2 (2\tau_p - c R_p)}{r_2 + R_p} \right\} \left\{ 1 + j\omega \frac{r_2 \tau_2 + R_p (\tau_p - c R_p)}{r_2 + R_p} \right\} \end{aligned}$$

このとき

$$\begin{aligned} \tau_p' &= \frac{1}{r_2 + R_p} (r_2 \tau_2 + R_p \tau_p - c R_p^2) \\ R_p &= 27 \Omega, \quad r_2 = 13 \Omega, \quad \tau_2 = l_2 / r_2 \end{aligned}$$

ただし l_2 : MC の自己インダクタンス

$$\therefore \tau_p' = \frac{1}{40} (l_2 + 27 \tau_p - c R_p^2)$$

これより $\tau_{0p} = 0.8 \tau_q - 0.64 \tau_m + 0.58 \tau_p + 21 \times 10^{-3} (l_2 - c R_p^2) \quad (\text{sec})$

上式より τ_{0p} を計算しうる。 c は可変数 τ_{0p} を変化させうる。

計算の便宜のため、次の結果を求めておく。

$$\frac{Z_m + Z_q}{Z_m} \cong \frac{R_m + R_q}{R_m} [1 + j\omega\tau']$$

$$\tau' = \frac{R_q(\tau_q - \tau_m)}{R_m + R_q}$$

$$\tan \delta' = \omega\tau'$$

(2) 指示特性式

指示の式を求める。電力計、電流計および電圧計の場合があるが、電力計に重点を置いて述べる。先ず PT, CT の 1 次側に被測電圧、電流を加えたときの指示を調べる。いま電圧を基準ベクトル E とすると、

$$V = E$$

電流は、これより φ だけ位相が遅れているとすれば

$$I_1 = I \exp j(-\varphi)$$

FC 電流は CT の 2 次電流であるから $I_f = I_2$

$$\therefore I_f = -\frac{1-\alpha_c}{K_c} \cdot I \exp j(-\varphi + \theta_c)$$

$$V_2 = -\frac{1-\alpha_p}{K_p} \cdot E \exp j\theta_p$$

さて

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{-1}{Z_q + Z_p'(Z_q + Z_m)/Z_m} \left(V_2 - \frac{Z_q + Z_m}{Z_m} \cdot Z_m \cdot I_f \right) \\ &= \frac{-1}{R_q + R_p'(R_q + R_m)/R_m} \cdot \frac{\cos \delta_{0p}}{1 - \omega^2 \Delta} \left\{ \frac{1-\alpha_p}{K_p} E \exp j(\varphi - \theta_c) \right. \\ &\quad \left. - \frac{R_q + R_m}{R_m} \omega M \frac{1-\alpha_c}{K_c} I \exp j(\theta_c - \varphi + \frac{\pi}{2} + \delta' - \delta_{0p}) \right\} \end{aligned}$$

また

$$\begin{aligned} I_\phi &= I_f + p I_m \\ &= \frac{1}{Z_q + Z_p'(Z_q + Z_m)/Z_m} \left[\left\{ Z_q + \frac{Z_p'(Z_q + Z_m)}{Z_m} - p \frac{Z_q + Z_m}{Z_m} \cdot Z_m \right\} I_f + p V_2 \right] \\ &= \frac{1}{R_q + R_p'(R_q + R_m)/R_m} \cdot \frac{\cos \delta_{0p}}{1 - \omega^2 \Delta} \left[\left\{ R_q + \frac{R_p'(R_q + R_m)}{R_m} \right\} \frac{1 - \omega^2 \Delta}{\cos \delta_{0p}} I_f \exp j(\delta_{0p} - \delta_{0p}) \right. \\ &\quad \left. - p \frac{R_q + R_m}{R_m} \cdot \omega M I_f \exp j\left(\frac{\pi}{2} + \delta' - \delta_{0p}\right) + p V_2 \exp j(-\delta_{0p}) \right] \\ \bar{I}_\phi &= \frac{1}{R_q + R_p'(R_q + R_m)/R_m} \cdot \frac{\cos \delta_{0p}}{1 - \omega^2 \Delta} \left\{ R_q + \frac{R_p'(R_q + R_m)}{R_m} \cdot \frac{1 - \omega^2 \Delta}{\cos \delta_{0p}} \cdot \frac{1 - \alpha_c}{K_c} \cdot I \exp j(\varphi - \theta_c) \right. \\ &\quad \left. - p \frac{R_q + R_m}{R_m} \omega M \frac{1 - \alpha_c}{K_c} I \exp j\left(\varphi - \theta_c - \frac{\pi}{2} - \delta' + \delta_{0p}\right) + p \frac{1 - \alpha_p}{K_p} E \exp j(-\theta_p + \delta_{0p}) \right\} \end{aligned}$$

交流側のトルクを T_{ac} とすれば

$$T_{ac} = \text{Real part of } I_m \cdot \bar{I}_\phi$$

であるから、次の結果が導かれる。

$$\begin{aligned} T_{ac} = & G_{13} \cdot \frac{1}{R_q + R_p'(R_q + R_m)/R_m} \cdot \frac{\cos^2 \delta_{0p}}{1 - \omega^2 A} \left[\frac{1 - \alpha_p}{K_p} \cdot \frac{1 - \alpha_c}{K_c} E I \cos \varphi \left\{ 1 - \tan \theta_T \left(\tan \delta_{0p} \right. \right. \right. \\ & \left. \left. + 2p \cdot \omega M \frac{R_m + R_q}{R_q R_m + R_m R_p' + R_p' R_q} \right) + \tan \delta' \cdot 2p \omega M \frac{R_m + R_q}{R_q R_m + R_m R_p' + R_p' R_q} \right. \\ & \left. + \left(\tan \theta_T + \tan \delta_{0p} - 2p \cdot \omega M \frac{R_m + R_q}{R_m} \right) \tan \varphi \right] - \left(\frac{1 - \alpha_c}{K_c} \right)^2 \frac{R_m + R_q}{R_m} \omega M I^2 \left\{ \tan \delta' - \tan \delta_{0p} \right. \\ & \left. - \omega M \cdot p \cdot \frac{R_m + R_q}{R_m} \left/ R_q + \frac{R_p'(R_q + R_m)}{R_m} \right. + p \cdot \left(\frac{1 - \alpha_p}{K_p} \right)^2 E^2 \left/ R_q + \frac{R_p'(R_q + R_m)}{R_m} \right] \\ & \cong G_{13} \cdot \frac{1}{R_q + R_p'(R_q + R_m)/R_m} \cdot \left\{ \frac{1 - \alpha_p}{K_p} \cdot \frac{1 - \alpha_c}{K_c} P(1 + K_0 + K_1 \tan \varphi) \cdot -A_1 I^2 + A_2 E^2 \right\} \end{aligned}$$

直流側トルクを T_{dc} とすれば

$$T_{dc} = G_{24} \cdot \frac{R_a}{R_p + R_r + r_2'} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2 \cdot D$$

可動部の角変位を θ とすれば

$$T_{ac} - T_{dc} = U \cdot \theta \quad \text{ただし } U: \text{スプリングの制御定数}$$

θ を平板目盛で読む。目盛板と鏡の距離を z 、目盛板上の光指標の偏れを X とすれば

$$\tan 2\theta = X/z \ll 1$$

$$\therefore \theta = \frac{1}{2} \left\{ \frac{X}{z} + \frac{1}{3} \left(\frac{X}{z} \right)^3 + \dots \right\}$$

$$\cong \frac{1}{2} \cdot \frac{X}{z}$$

$$U \cdot \theta = U \cdot \frac{X}{2z} = \frac{U}{Z} \cdot X$$

ただし

$$Z = 2z$$

$$\therefore T_{ac} - T_{dc} = \frac{U}{Z} \cdot X$$

$$\begin{aligned} P_{ac} = & \frac{K_p K_c (1 + K_0 + K_1 \tan \varphi)}{(1 - \alpha_p)(1 - \alpha_c)} (C_D \cdot D + C_X X + A_1 I^2 + A_2 E^2) \\ & \cong K_p K_c \left(1 + \alpha_p + \alpha_c + \alpha_p \alpha_c + \alpha_p^2 + \alpha_c^2 + K_0 + K_1 \tan \varphi + \frac{A_1 I^2 + A_2 E^2}{C_D \cdot D + C_X \cdot X} \right) (C_D D + C_X X) \end{aligned}$$

ただし

$$C_D = \frac{G_{24}}{G_{13}} \frac{R_m + R_p + r_2}{R_D + R_T + r_2'} \left\{ R_q + \frac{R_m(R_p + r_2)}{R_m + R_p + r_2} \right\} \frac{R_a}{R_m} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2$$

$$C_X = \frac{U}{Z \cdot G_{13}} \left\{ \frac{R_m + R_p + r_2}{R_m} R_q + \frac{R_m(R_p + r_2)}{R_m + R_p + r_2} \right\}$$

上式より交流有効電力は D, X を読むことにより求められる。

電圧、電流測定の場合は誤差項を省略した理想的な場合を考えれば

$$I = K_c(1 + \alpha_c) \sqrt{C_D \cdot D + C_X \cdot X}$$

$$\text{ただし } C_D = \frac{G_{24}}{G_{13}} \cdot \frac{R_m + R_p + r_2}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \frac{R_a}{R_m} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2$$

$$C_X = \frac{U}{Z \cdot G_{13}} \cdot \frac{R_m + r_2 + R_p}{R_m}$$

上式より電流が求められる。

$$E = K_p(1 + \alpha_p) \sqrt{C_D \cdot D + C_X \cdot X}$$

$$\text{ただし } C_D = \frac{G_{24}}{G_{13}} \cdot \frac{R_m + R_p + r_1}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left[R_V + r_1 + \frac{(r_2 + R_p) R_m}{r_2 + R_p + R_m} \right]^2 \frac{R_a}{R_m} \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2$$

$$C_X = \frac{U}{Z G_{13}} \cdot \frac{R_m + R_p + r_2}{R_m} \cdot \left[R_V + r_1 + \frac{(r_2 + R_p) R_m}{r_2 + R_p + R_m} \right]^2$$

上式より電圧が求められる。

で表わされる。

(3) 校正

(i) 感度調整

Fig. 5・1・1 において直流測定部主ダイヤルの指示を1にし、プラグ S をさすと Fig. 5・1・5 の接続となる。ここで FC 電流を規定値 $E_s/R_s (=0.5A)$ に保つと直流側コイル間に生ずるトルク T_{24} は

$$T_{24} = G_{24} \cdot \frac{R_a/2}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2$$

この時のふれを X とすれば

$$T_{24} = \frac{U}{Z} \cdot X$$

偏れの最大値 X_{\max} は主ダイヤルの読みを単位に表わせれば、0.5 ステップに相当する。

いま $X_{\max} = l \text{ (mm)}$ と定めておけば、 $D_{\max} = 50$ (ステップ) であるから等価的な目盛長 L は

$$L = l / \frac{0.5}{50} = 100 l \text{ (mm)}$$

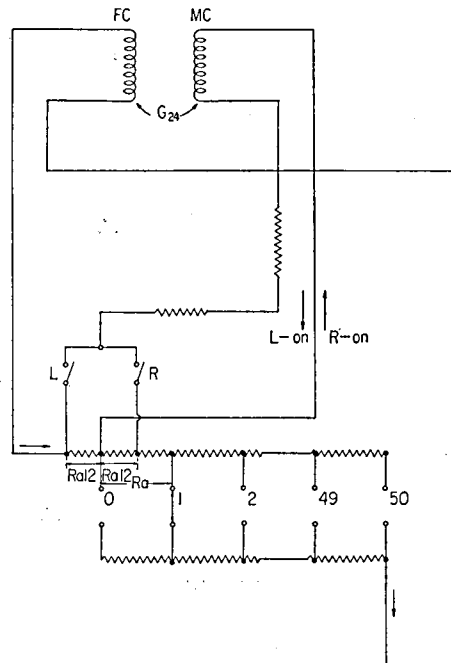


Fig. 5・1・5

いま $l=200$ (mm) とすれば $L=20$ m に相当し、目盛上の 2 mm は定格値の 0.01% に相当する。さて、一般に T_{24} の偏れ X は目盛と光源との位置関係によって、必ずしも l (mm) = 200 (mm) ではない。そこで Z を調整し、且つプラグを R, L に入れ換えて、左右いずれの偏れも頂度 $X=l=200$ (mm) ならしめる。 l (mm) が主ダイヤルの 0.5 ステップに相当するのだから $X=0.5$ (ステップ) になっている。こうして所定の感度調整が可能となる。このときの等価的な指針長を Z_0 とすれば

$$G_{24} \cdot \frac{R_d/2}{R_D + R_T + r_2'} \left(\frac{E_i}{R_i} \right)^2 = \frac{U}{Z_0} \cdot 0.5$$

$$\therefore C_X = \frac{U}{G_{13} \cdot Z_0} \left\{ R_i + \frac{(r_2' + R_p) R_m}{r_2 + R_p + R_m} \right\} \frac{R_m + R_p + r_2}{R_m} = C_D$$

従って直流測定部の接続を使用状態に戻せば、定数間には上の関係が得られているから

$$P = C_D \left(D \pm \frac{0.5}{l} \cdot X \right)$$

として求められる。

ここに X は [mm] で表わした偏れである。

実際の使用状態では $l=200$ mm であるから

$$P = C_D (D \pm 2.5 \cdot 10^{-3} \cdot X)$$

もちろんこの場合 C_D は予め正確に値がつかめていなければならない。この C_D の決定は直流校正により実現できる。

(ii) 定数 C_D の決定

$$C_D = C_D' \cdot R_d \cdot D$$

とおく。1 ノッチ間の抵抗 R_d は全部が完全に等しくない。規定値より $\pm 0.01 \sim 0.03\%$ のばらつきがある。従って $R_d \cdot D$ を各ダイヤル位置について別々に校正しておき、定数としては、 C_D' を校正しておく方が都合がよい。 $D_{\max}=50$ にセットして、 C_D' を決定するのは次の如くする。

直流側は使用状態と等しく E_s/R_s を規定値 0.5A に保つ。交流側は CT および PT の 2 次側を外し、保護装置 (不平衡入力で可動部が振り切らぬよう防護する装置) を入れた状態で、電圧回路には直流 $E=20$ V を正確に電位差計で測定して与えて一定値に保つ、FC には略 0.5A を加え、光指標が略零位置にあることをたしかめてから、保護装置を外す。そして FC 電流を微調して、偏れを零にする FC 電流を正確に求める。

MC に直流が流れたとき、その位置における外部直流磁界 (地球磁界その他) との間にトルクを生ずる。このトルク定数を交流側 (コイル 3 側)、さらに直流側 (コイル 4 側) のそれをそれぞれ h_1, h_2 とし、上記の交流側 FC 1 を流れる電流を I_1 とすれば平衡状態で次式をうる。

$$G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2 + \left(\frac{E_s}{R_s} \right) \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} h_2$$

$$= G_{13} \cdot I_1 \cdot \frac{E}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} + \frac{E}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} \cdot h_1$$

次に直流側はそのまま、交流側のみ、両コイル電流を逆転したとき指示を 0 ならしめる交流側固定コイル電流を I_2 とすれば

$$G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2 + \left(\frac{E_s}{R_s} \right) \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} h_2$$

$$= G_{13} (-I_2) \frac{(-E)}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} + \frac{(-E)}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} \cdot h_1$$

次に交流側はそのまま、直流側のみ、両コイル電流が逆転するようにしたとき指示を 0 ならしめる交流側固定コイル電流を I_3 とすれば

$$G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(-\frac{E_s}{R_s} \right)^2 + \left(-\frac{E_s}{R_s} \right) \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} h_2$$

$$= G_{13} (-I_3) \frac{(-E)}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} + \frac{(-E)}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} \cdot h_1$$

また、直流側はそのまま交流側の両コイル電流を逆にしたとき指示を 0 ならしめる交流側 FC 電流を I_4 とすれば

$$G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(-\frac{E_s}{R_s} \right)^2 + \left(-\frac{E_s}{R_s} \right) \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} h_2$$

$$= G_{13} \cdot I_4 \cdot \frac{E}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} + \frac{E}{R_q + (R_m R_p') / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} \cdot h_1$$

上記 4 式を辺々加えて

$$4G_{24} \cdot \frac{R_a \cdot D_{\max}}{R_D + R_T + r_2'} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2 = G_{13} \cdot \frac{E}{R_q + R_m R_p' / (R_m + R_p')} \cdot \frac{R_m}{R_m + R_p'} (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

$$\therefore C_D = \frac{E}{4D_{\max}} (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

或いは

$$C_{D'} = \frac{E}{4R_a \cdot D_{\max}} (I_1 + I_2 + I_3 + I_4)$$

すなわち電流 I_1, I_2, I_3 , および I_4 と電流 E を電位差計で精密に求めれば C_D 或いは $C_{D'}$ を決定できる。

以上はダイアル位置が定格値の場合であった。任意のダイアル位置 $D = D_n$ の場合は、例えば

$$C_{D_n'} = \frac{E}{4R_a \cdot D_n} (I_{1n} + I_{2n} + I_{3n} + I_{4n})$$

となる。従って予め、 $R_a \cdot D_n$ の校正表をつくっておけば $C_{D_n'}$ を容易に求められる。

(4) トルク定数の検討

(i) 使用時のトルクについて

比較器の定数 C_D, C_X は回路素子によって決る回路定数と, G_{13}, G_{24} 等で表わされるトルク定数よりなる。ここではトルク定数を検討する。便宜上各コイルを第

5・1 表の如く表わす。ここで使用時における全トルクは次のものよりなりたつ。

1. 電流相互間の力によるもの。
2. 外部磁界と MC 電流によるもの。
3. FC による磁界と、可動部構成材中に混入、或いは附着した磁氣的物質との相互作用によるもの。
4. 可動部と固定部間の静電力によるもの。

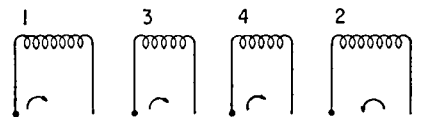
このうち $D1$ では 3 は問題にならず、4 の影響は 0.003~0.006% 程度であった。

従って 1, 2 につき考える。AC, DC 側共に直流を流し、FC, MC 電流をそれぞれ I, i とすれば電流力によるトルクは $(G_{13}+G_{14}+G_{23}+G_{24}) Ii$ で全トルクの向きは同一方向となり光指標は目盛板をはずれる。AC 側トルクと DC 側トルクが逆方向で、略平衡する正規の使用状態をうるためには、どれか一つのコイルの極性を逆にしなければならない。我々の場合はコイル 4 の極性を逆にしている。コイル 1, 3, 2 の電流の向きを +, 4 のそれを - としてこの状態を表わすことができる。

すると略平衡するのは第 5・2 表の場合となる。次に地球磁界によるトルクは MC 電流(直流)と、地球磁界の強さに比例するから、大きさを hi で表わし、方向は電流の向きによって決まる。ここに h はトルク定数であり、コイル 3, 4 についてそれぞれ、 h_1, h_2 と定める。すると上述の四つの場合に対応する全トルクは第 5・3 表の式で示すことができる。これらの場合光指標の位置は、それぞれ異なっている。従って正規の使用状態はもし、 G_{14}, G_{23}, h_1, h_2 がない場合は唯一通りであるが、このような理想的状態は得られず、一

第 5・2 表

| 組合せ | コイル番号と電流方向 | | | |
|-----|------------|---|---|---|
| | 1 | 3 | 4 | 2 |
| ① | + | + | - | + |
| ② | + | + | + | - |
| ③ | - | - | + | - |
| ④ | - | - | - | + |



第 5・3 表

| 組合せ | 全 駆 動 ト ル ク | | | | |
|-----|-------------------------------|-------------|---|------------|------------|
| | 電流力によるトルク | | + | 地球磁界によるトルク | |
| ① | $G_{13}-G_{14}+G_{23}-G_{24}$ | $\times Ii$ | + | h_1-h_2 | $\times i$ |
| ② | $G_{13}+G_{14}-G_{23}-G_{24}$ | | | h_1+h_2 | |
| ③ | $G_{13}-G_{14}+G_{23}-G_{24}$ | | | $-h_1+h_2$ | |
| ④ | $G_{13}+G_{14}-G_{23}-G_{24}$ | | | $-h_1-h_2$ | |

般に上記の四つの状態が存在する。この前提にたつて、AC 側は交流、DC 側は直流、および共に直流で使用した場合のトルク定数を検討しなければならぬ。

(ii) G_{24}/G_{13} の目盛上の位置による変化

これは定数 C_D の偏れに対する直線性の検討である。既述の四つの場合で、例えば ① のときのふれが Fig. 5・1・6 に示すように、零目盛の位置より、 l' (mm) のところにきたとすれば、このときの G の値は l' の位置におけるものであり、他の目盛位置のそれとは異なっているから、他の目盛位置での G の値を求める必要がある。先ず入力を加えた状態でヘッドを廻転させ、平衡点すなわち光指標の位置を、零目盛の位置より l (mm) の点にもち来し、ここで入力を切れば光指標は 0 方向へ戻り、ある位置で止る。このときの光指標の移動距離 x_1 とトルクとの関係は FC, MC 電流をそれぞれ I, i とするとき

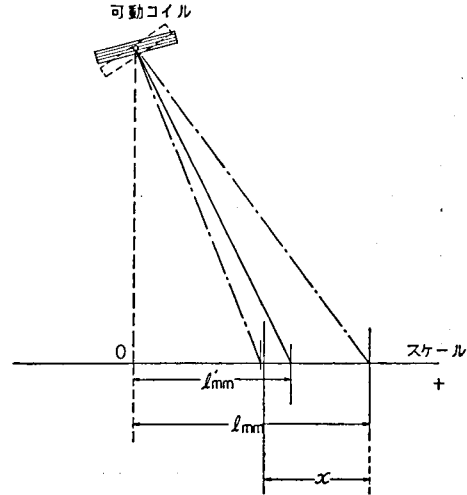


Fig. 5・1・6

$$Ii(G_{13}+G_{23}-G_{14}-G_{24})+h_1i-h_2i=\frac{U}{Z}x_1$$

同様に ②, ③, ④ についても

$$Ii(G_{13}+G_{14}-G_{23}-G_{24})+h_1i+h_2i=\frac{U}{Z}x_2$$

$$Ii(G_{13}-G_{14}+G_{23}-G_{24})-h_1i+h_2i=\frac{U}{Z}x_3$$

$$Ii(G_{13}+G_{14}-G_{23}-G_{24})-h_1i-h_2i=\frac{U}{Z}x_4$$

辺々加えて整理すれば

$$\frac{G_{24}}{G_{13}}=1-\frac{U}{IiG_{13}Z}\cdot\frac{x_1+x_2+x_3+x_4}{4}$$

予め既述の感度調整が行なつてあるから、

$$G_{24}\left(\frac{E_s}{R_s}\right)^2\frac{R_a/2}{R_D+R_T+r_2'}=\frac{U}{Z}X_{\max}$$

$$X_{\max}=0.5 \text{ (ダイヤルのステップを単位)}$$

$$R_a=2 \Omega$$

$$R_D+R_T+r_2'=50 \Omega$$

$$E_s/R_s=0.5 \text{ A}$$

であるから、

$$\frac{U}{Z} = G_{24} \cdot 1 \times 10^{-3}$$

これを入れて

$$\frac{G_{24}}{G_{13}} = 1 - \frac{1 \times 10^{-3}}{Ii} \cdot \frac{x_1 + x_2 + x_3 + x_4}{4}$$

I, i が既知であれば、上式より $l(\text{mm})$ の点、すなわち X_{\max} の点における G_{24}/G_{13} が求められる。同様のことを各目盛位置で繰り返せば、 G_{24}/G_{13} の目盛板上の位置による変化が求められる。

我々は比較器の直流側の回路の接続を Fig. 5・1・7 のようにして測定した。各場合は次のようなスイッチの切り換えて実現する。第 5・4 表参照。

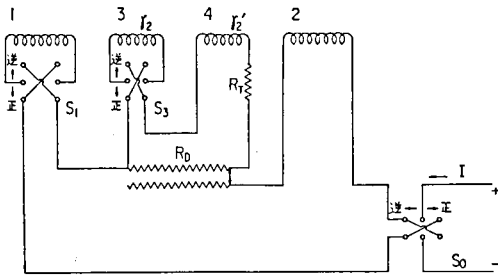


Fig. 5・1・7

第 5・4 表

| case | S_0 | S_1 | S_3 |
|------|-------|-------|-------|
| ① | 正 | 正 | 正 |
| ② | 逆 | 逆 | 逆 |
| ③ | 逆 | 正 | 正 |
| ④ | 正 | 逆 | 逆 |

MC 電流は次のようになる。

$$i = I \cdot \frac{R_D}{R_D + R_T + r_2 + r_2'}$$

今

$$R_D = 10 \, \Omega$$

$$R_T = 27 \, \Omega$$

$$r_2 \cong r_2' = 13 \, \Omega$$

$$I = E_s / R_s = 0.5 \text{ A}$$

$$\therefore i = 5/63$$

$$\therefore \frac{G_{24}}{G_{13}} = 1 - 63 \times 10^{-4} (x_1 + x_2 + x_3 + x_4)$$

これより Fig. 5・1・8 の結果が得られた。

この理由は次のように説明できる。相互インダクタンスはふれに対し、正弦的に変化する。零目盛の位置を AC 側、つまりコイル 1—3 の相互インダクタンス零の点にえらび（正規使用状態）、ふれを θ とすれば

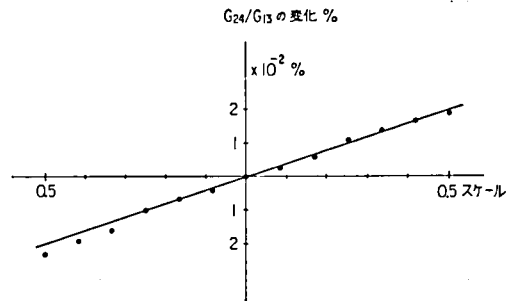


Fig. 5・1・8

$$M_{13} = M \sin \theta$$

コイル 2—4 はこのとき初期角 δ をもつとすると

$$M_{24} = M' \sin (\theta + \delta)$$

$$\therefore \frac{G_{24}}{G_{13}} = \frac{M}{M'} \frac{\cos \theta}{\cos (\theta + \delta)}$$

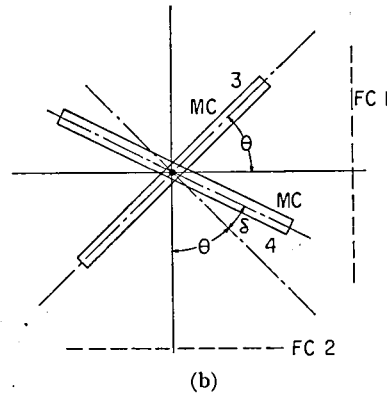
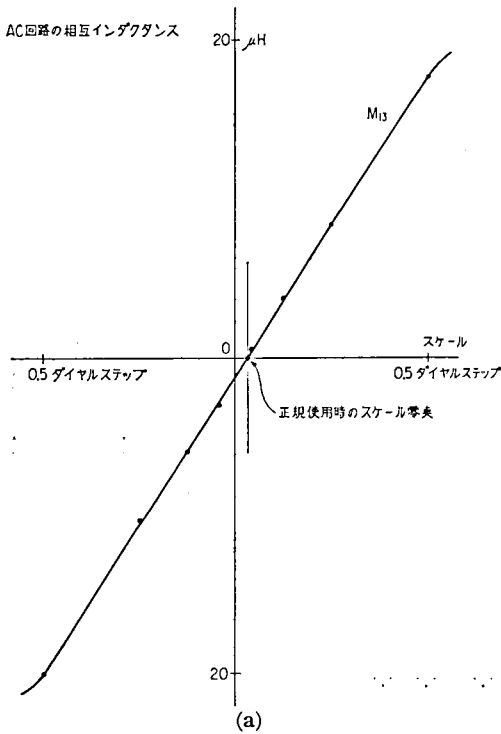


Fig. 5.1.9

δ が小さければ

$$\frac{G_{24}}{G_{13}} = \frac{M}{M'} (1 - \tan \delta \cdot \tan \theta)$$

$M_{24} = 0$ ばの位置が 0 点より d だけずれていれば

$$\tan \delta \cong d/2z$$

また目盛位置 l では

$$\tan \theta \cong l/2z$$

$$\frac{G_{24}}{G_{13}} = \frac{M}{M'} \left(1 - \frac{ld}{4z^2} \right)$$

$M_{13} = 0$ の位置を 0 点とすれば, $M_{24} = 0$ の光指標を読むことにより, $d = 13.3(\text{mm})$

一方 $z = 1670(\text{mm})$ である. $l = 200(\text{mm})$ の位置においては

$$\frac{G_{24}}{G_{13}} = \frac{M}{M'} \left\{ 1 - \frac{200 \times 13.3}{4 \times (1670)^2} \right\} \cong \frac{M}{M'} (1 - 2.3 \times 10^{-4})$$

となり、前の結果と略一致している。

初期角 δ をもつことは構造上の不整一であり、現在の δ は上の結果より推定すれば約 $13'$ である。

(iii) 誤差トルクの検討

誤差トルクと主トルクの関係を検討する。Fig. 5・1・10 の接続で、 S_0 を正、逆にしたとき、それぞれに対応する光指標が零目盛の位置にくるようにヘッドを廻し、入力を切ったときの光指標の移動を目盛板上に x_1, x_2 と読めば次の 2 式をうる。ただし正規使用状態のトルクの方は AC 側トルクは目盛上の右すなわち + 方向、DC 側のそれは - 方向にとった。従って x の方向はトルクの方と逆であり、右へ移動して止った場合トルクの方としては - である。

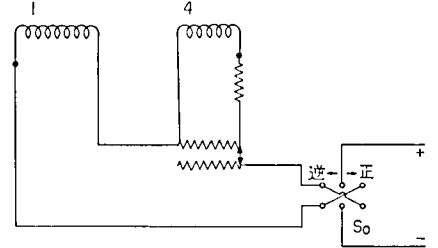


Fig. 5・1・10

$$-G_{14}Ii - h_2i = \frac{U}{Z}x_1$$

$$-G_{14}Ii + h_2i = \frac{U}{Z}x_2$$

これより次の結果をうる。

$$h_2 = \frac{U}{2iZ}(x_2 - x_1)$$

$$G_{14} = \frac{U}{2IiZ}(x_1 + x_2)$$

Fig. 5・1・11 の接続でも同様にして次の関係をうる。

$$G_{23}Ii + h_1i = \frac{U}{Z}x_1'$$

$$G_{23}Ii - h_1i = \frac{U}{Z}x_2'$$

従って

$$h_1 = \frac{U}{2iZ}(x_1' - x_2')$$

$$G_{23} = \frac{U}{2IiZ}(x_1' + x_2')$$

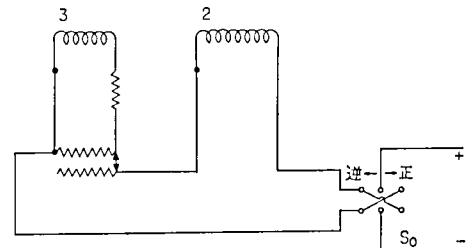


Fig. 5・1・11

実測により

$$\begin{array}{ll} x_1 = -18 & x_2 = -19 \\ x_1' = +17 & x_2' = +14 \end{array}$$

単位 mm

を得た。ただし $I=0.5\text{ A}$, $i=100\text{ mA}$

正規の使用状態では $i=1\text{ mA}$ としたとき 200 mm の偏れを生ずるように調整されている。従って誤差トルクと主トルクの関係は、

$$h_1 i / G_{13} I i = 7 \times 10^{-5} \times G_{24} / G_{13}$$

すなわち比較器の固定部トルク定数の 0.007% 、同様に $h_2 i$ の方は 0.002% である。同一方向に生じる場合でも最高 0.009% である。一方 G_{14} , G_{23} の影響も考える。使用状態では常にトルクの向きは逆になっている。すなわち両トルクは打ち消し合っているから、その絶対値の差が主トルクに対し如何なる程度かをみればよい。前述の実測値によって $(|G_{23}| - |G_{14}|) / G_{13}$ を求めると G_{24} / G_{13} の 0.015% である。

条件として最も悪い場合で以上のとおりで、交流、直流でそれぞれ動作する正規の使用時は G_{23} , G_{14} の影響は問題にならぬことは自明である。(2桁は下廻る)。

従って、実際の使用状態で、直流側の転極による操作を行なえば、外部磁界による誤差は除かれる。

直流校正と定数決定は G_{14} , G_{23} の影響が残るため、2回の平均では正しい結果は求められない、必ず4回の平均をとらねばならぬことが判る。

(5) 交流回路の抵抗器

電圧、電流及び電力測定の場合の交流側計器回路の構成は Fig. 5・1・12 のようになる。実際に必要な抵抗器は R_p , R_m , R_w , R_c の5種類でよいから、切換器により上記回路が形成できるように、 R_c とその他の部分とに分け、実際には Fig. 5・1・13 の接続でケースに納められている。

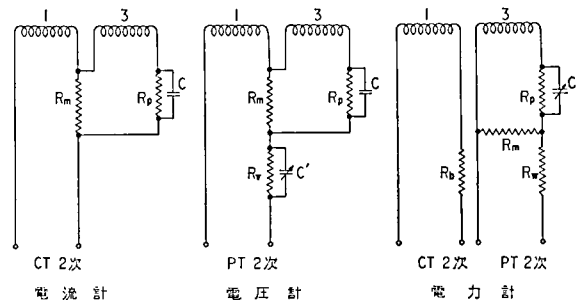


Fig. 5・1・12

抵抗器の製作

抵抗器は全て自製であるが次の点に留意した。

- ① 温度上昇を約 4°C に想定。
- ② 無誘導抵抗とすること。
- ③ 経年変化のない安定なものとすること。

従って FC 電流 0.5 A の流れる R_m , R_w , R_v , R_c は直径 1.3 mm , MC 電流 0.1 A の流れる R_p

| 抵抗器 | 基 準 | 実 測 値 (パネル端子間) |
|-------|-----|-------------------|
| R_p | 27 | 27.021 |
| R_m | 10 | 9.9990 |
| R_w | 32 | 32.000 |
| R_v | 29 | 29.004 |
| R_c | 8 | 8.009 |

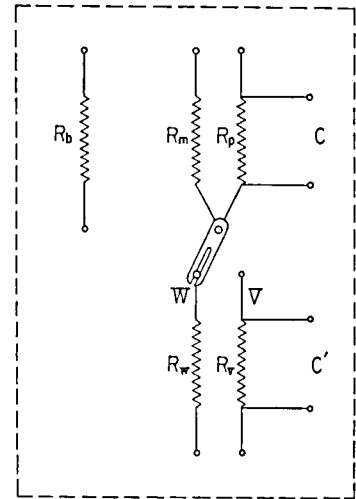


Fig. 5・1・13

は 0.7 mm の二重絹巻マンガニン線を用いた。それぞれ分割して単層の bifilar 巻のボビン抵抗器にした。因みにボビン寸法は外径×長さ=38×300 mm である。抵抗線を束縛し終った各ボビンはシェラック塗装後、巻線の歪をとり、また経年変化のない安定なものとするため電気炉で 140°C、24 時間の焼鈍を行なった。使用した炉内は位置により温度分布が異なるのでボビン外径より太い薄鉄板製円筒を炉内に横たえ、この中に吊すことにより、温度分布を一様に保つことを得た。焼鈍を終ったものはパラフィンにより防湿処理を施し、抵抗線間の接続は銀鋲付とした。この結果充分安定な抵抗器が得られた。

抵抗器ケースは銅板で内張した木製の箱に、ベークライト蓋を設け、シールドした油槽としても使える。ボビンはベーク板の裏面の取付具に固定される。抵抗端子はベーク板につけたポリスチロール絶縁端子より外部へ接続される。

(6) 交流切換器

被測定量の種類に応じ、或いは測定、校正の操作条件によって交流側回路の切り換えを簡単且つ安定に行なう必要がある。

当初 3 枚のブラシと接点よりなるロータリースイッチがあったのでこれを改造して構成したが、接触抵抗が約 0.02 Ω あり、その変動が一般計器に比し回路抵抗の低い本器の電圧回路の抵抗に影響し、不安定であったので、Otto Wolf 機構のブラシと接点をもつものに変更した。しかしわが国のこの種技術では短期間は安定であるが、相当手入をしても長期にわたり、Otto Wolf 同様の安定なものは得られなかった。そこで標準器という立場から操作の簡易化とはむしろ逆向のバーの締付けによる切り換えに変更した。アクリル樹脂のパネルに金属端子とバーを取り付けた切換器を用いてからは、切換器によるトラブルは解消した。我々の経験では標準器回路の切り換えは締付方法が原始的ではあるが、最も安定確実である。水銀スイッチは測定器の自動化に有効ではあるが 0.01%

の精度を問題とする標準器回路に常用するには未だ危険がある。ただし標準器の測定範囲を拡大するため変成器を外付するような場合、その1次側のレンジ切り換えに水銀スイッチを用いることは標準器の定数自体に変化を起こさせないから測定の能率化に有効である。

(7) 変成器およびレンジ切替器

我々は当初(昭和26年頃)この比較器では、電圧回路の最高電圧750V、電流回路の最大電流100Aを想定し、これ以下の測定が可能ないように、使用CT、およびPTを第5・5表の如く定めた。

これら変成器の比較正、および位相誤差は直接に交流標準の精度を支配する重要な値であり、厳密な試験によってその値を定めておかななくてはならぬ。Fig. 5・1・14はCT 5A, PT 150Vレンジにおける比較正、位相誤差の変化を一例として示している。(a)はCT, (b)はPTの成績

第5・5表

標準 CT

| | |
|--------|------------------------------------|
| 定格1次電流 | 100, 50, 25, 10, 5, 2.5, 2, 1, 0.5 |
| 定格2次電流 | 0.5 |
| 2次負担 | 12 Ω pf.=1 |
| 比誤差 | 0.05% 12F |
| 位相角 | 2' 以下 |
| 周波数 | 50~60~ |
| 絶縁抵抗 | 100 M Ω 以上 |
| 耐圧 | 2000 V |
| 温度上昇 | 30°C |

標準 P₁T₁

| | |
|--------|--|
| 定格1次電圧 | 750, 500, 300, 150, 100, 50, 25, 10, 5 |
| 定格2次電圧 | 20 (2次電流 0.1A) |
| 2次負担 | 40 Ω |
| 比誤差 | 0.05% 以下 |
| 位相角 | 5' 以内 |
| 周波数 | 50~60 c/s |
| 絶縁抵抗 | 100 M Ω 以上 |
| 耐圧 | 4000 V 以上 |
| 温度上昇 | 20°C 以内 |

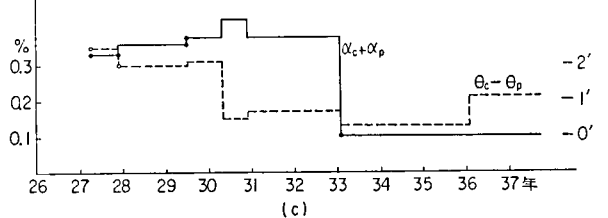
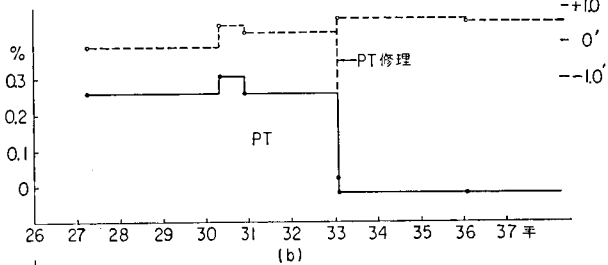
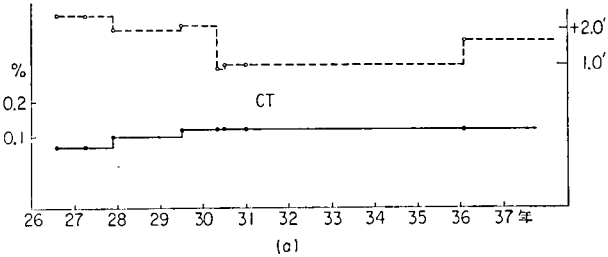


Fig. 5・1・14

である。電力の場合は双方の比較正の和、位相誤差の差はそれぞれ電力計としての校正に必要な値であるので(c)に参考のため示している。PTの修理後はいずれも安定な成績を示している。位相誤差の変化は0.7'あったにすぎない。これらの値は変成器のすぐれた試験技術によって確定される。ここでPTの1次電圧レンジの選定は適切でなかった。すなわち電力計を校正する場合、被試験計器に定格電圧を加え、電流を可変で、最大目盛り指示点を下げながら校正する。一方こ

の標準器つまり交直比較器はダイヤルのよみ D が大きい程、読みの精度は高い。従来 0.2 級電力計は定格電圧、300/150 V が多く、PT のレンジにこれがあるため読み取りの精度の高いところで用いることができ、何等差支えない。しかるに 0.5 級の電力計では 240/120/60 V の系列が本邦製品には多く、また 0.1 (0.2 級) のドイツ Siemens 社の光示式電力計は 180/90 V 定格であるため、例えば 120 V の場合は PT の 150 V レンジ、180 V のときは PT の 300 V レンジを使用するようになるため主ダイヤル D のよみは、それぞれ 40, 30 となる。これらを $D=50$ となしうる場合に比し、読みの精度は 1.3, 1.7 倍だけ悪くなることになる。従ってこれらの想定される被試験計器の定格電圧をもととして、PT の 1 次電圧のレンジは次のように選ぶ方がよかった。また 500 V 以上は実用上殆んど考える必要はない。

さて被試験計器の試験点を最大目盛より漸次下へさげてくると、当然比較器のダイヤル位置も下って、読み取り精度が悪くなる。そこでダイヤル位置 D をあげるためには変成器のレンジ切り換えをかなり頻繁に行なわねばならない。当初はこの切り換えはブラシ接点で行なったが、使用実績より接点の不安定が全体の安定度をそこねるので、切り換えの際、電流導線を 1 次端子で締め付けによって行なうように変更してから安定度は確保された。

しかしこの事実は試験能率を減ずるので、新しい計測卓では水銀スイッチを利用することとした。これによる回路の安定度の影響に関しては十分なデータの集積はないが約 2 カ年の使用実績では殆んど問題なく、試験能率も急増した。

5・2 附属標準器

(1) 概 説

交直比較器の直流校正は既述の如く定数 C_0 を電位差計で求めることによって得られた。一方交流における補正項の評価は § 4 の指示特性に現われた誤差因子を実測、或いは計算で求めてきた。この誤差評価の精度をあげるため、抵抗値既知の純抵抗負荷、および零力率標準 (90 度位相角標準) の整備が必要であった。

(2) 標準抵抗負荷

構造概要等はすでに § 3 で述べている。電気的特性について問題となるのは時定数である。もし純抵抗であれば端子電圧 E の時の消費電力は、抵抗値を R とし、

$$P=E^2/R$$

である。ここで純抵抗でなく、時定数であったとすれば消費電力は

$$P=E^2/R(1+\omega^2\tau^2)$$

となる。現実に純抵抗は得難く、結局、時定数の測定が必要となる。

2 端子抵抗器の時定数の測定については島崎氏その他の報告、4 端子抵抗器のそれについては Astbury⁽³³⁾ の方法が知られている。

Fig. 5・2・1 を考える。4 端子抵抗の測定法では、 a, b 端子では r_1, r_2 の、 a', b' 端子では電圧リードの τ をそれぞれ測り込む難点がある。図の方法で、 a', b' をそれぞれ検出器を切り換えて平衡をとり、2つの平衡式を得、これから、 r_1, r_2 の影響を除くことができる。しかし R_1 を変えるため、その時定数の変化の影響を受ける。また、 R_2, R_3 の時定数の影響は双方を置き換えて消去できる。そこで R_1 の時定数の変化が除かれればよい。Astbury の場合被測抵抗器 R は分流器で、抵抗値は極めて低く、時定数は相当大きいため、この影響は余りない。我々の場合は R は $1 \sim 10 \Omega$ であり、もともと時定数は極めて小さくなるよう作られているので辺の時定数の影響には神経質になる。

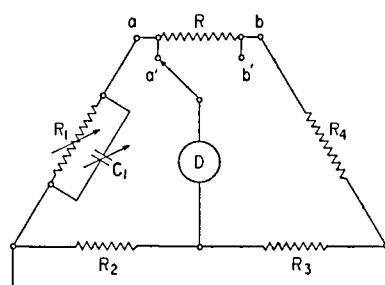


Fig. 5・2・1

いま R_1 に直列に特殊な定インダクタンス抵抗器をつなぐ。 a', b' を切り換えて平衡をとるとき、 R_1 は変えないでこの特殊抵抗分を変える。この抵抗器はインダクタンスは一定で抵抗値のみ $0 \sim 2R$ の範囲で調整できるものである。Fig. 5・2・2 はこれを示す。 AB は抵抗線でこの場合は約 $2R$ に選んだ。 CD は同寸法の銅線で、いま AD 端子を使用するものとすれば、ブラシの位置を変えれば抵抗値が変わることは判る。鎖線部の微小部分を考えるときの相互インダクタンスはブラシの位置が変わっても同じと考えれば AD 間のインダクタンス L は、ブラシ位置を x 、線長を l とすると

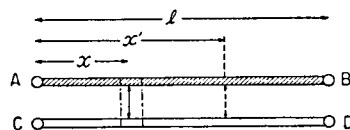


Fig. 5・2・2

$$L = ax + a(l-x) + 2M$$

$$= al + 2M$$

ここに a は寸法によって決る定数。

明かに x を含まないから、抵抗分の調整の際ブラシを動かしても抵抗値のみが変わっていることになる。

C は約 100 pF で時定数の 10^{-8} が読めるように、 $R_1 = 100 \Omega$ に選ぶ。 $R = 10 \Omega$ としても辺の抵抗は最大約 110Ω 故、定インダクタンス抵抗器の抵抗分の変化つまり、 $0 \sim 20 \Omega$ の抵抗変化はブラシの移動 $1 \Omega / 1 \text{ cm}$ で十分な感度を得られる。 R_2, R_3 は同形の抵抗器を等しい値にセットすればよい。

上のような考え方で用いたブリッジを Fig. 5・2・3 に示す。

r : インダクタンス L 一定、抵抗分 r は $0 \sim 30 \Omega$ 可変。

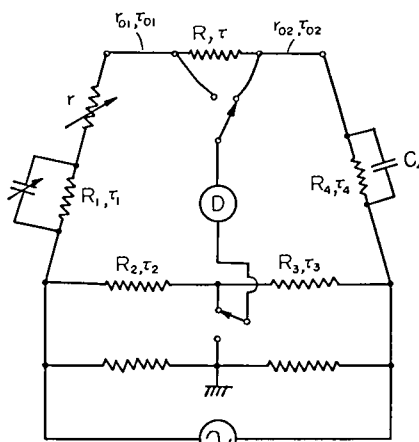


Fig. 5・2・3

| | | |
|------------|---------------|---------------|
| R_1, R_4 | 100 Ω | ケンプリッジダイヤル抵抗器 |
| R_2, R_3 | 10 k Ω | " |
| C | 0~1000 pF | G.R. 可変空気蓄電器 |

接点を b に変えると, r を r' に変え, C を C' に変えて, 平衡が得られたとする。

a, b での平衡式を求めると次の如くなる。

a の場合

$$\begin{aligned} & \left\{ r + j\omega l + \frac{R_1(1+j\omega\tau_1)/j\omega c}{R_1(1+j\omega\tau_1)+1/j\omega c} + r_{01}(1+j\omega\tau_{01}) \right\} R_3(1+j\omega\tau_3) \\ &= \left\{ R(1+j\omega\tau) + r_{02}(1+j\omega\tau_{02}) + \frac{R_4(1+j\omega\tau_4)/j\omega c_4}{R_4(1+j\omega\tau_4)+1/j\omega c_4} \right\} R_2(1+j\omega\tau_2) \end{aligned}$$

b の場合

$$\begin{aligned} & \left\{ r' + j\omega l' + \frac{R_1(1+j\omega\tau_1)/j\omega c'}{R_1(1+j\omega\tau_1)+1/j\omega c'} + r_{01}(1+j\omega\tau_{01}) + R(1+j\omega\tau) \right\} R_3(1+j\omega\tau_3) \\ &= \left\{ r_{02}(1+j\omega\tau_{02}) + \frac{R_4(1+j\omega\tau_4)/j\omega c_4}{R_4(1+j\omega\tau_4)+1/j\omega c_4} \right\} R_2(1+j\omega\tau_2) \end{aligned}$$

脚字のついたものは導線の分。 l' は定インダクタのインダクタンス l が不完全のため l' に変ったとみる。

$$\omega = 2\pi f \cong 6 \times 10^3$$

$$c < 10^{-9} \quad (\text{F})$$

$$R_1 = 10^2 \quad (\Omega)$$

より

$$\omega c R_1 < 6 \times 10^{-4} \quad \therefore \omega^2 c^2 R_1^2 \ll 1$$

また τ_2, τ_3 もそれぞれ 10^{-5} 以下とみる。これを利用し, 前記 2 式より

$$r - r' + j\omega(l - l') + j\omega R_1^2(c' - c) = R(1 + j\omega\tau) \left[1 + \frac{R_2}{R_3} \{1 + j\omega(\tau_2 - \tau_3)\} \right]$$

$$R_2 = R_3 \quad \text{より}$$

$$\begin{aligned} r - r' + j\omega(l - l') + j\omega R_1^2(c' - c) &= 2R(1 + j\omega\tau) \left(1 + j\omega \frac{\tau_2 - \tau_3}{2} \right) \\ &\cong 2R \left\{ 1 + j\omega \left(\tau + \frac{\tau_2 - \tau_3}{2} \right) \right\} \end{aligned}$$

$$\therefore 2R = r - r' \quad \therefore R = \frac{1}{2}(r - r')$$

また

$$\tau = \frac{R_1^2}{2R} \{ (c' - c) + (l - l') \} - \frac{\tau_2 - \tau_3}{2}$$

R_2, R_3 を入れ換えて同様にすると,

$$\tau = \frac{R_1^2}{2R} \{ (c'_0 - c_0) + (l_0 - l'_0) \} - \frac{\tau_3 - \tau_2}{2}$$

従って上記 2 式より

$$\therefore \tau = \frac{R_1^2}{2R} \left\{ \frac{(c' + c_0') - (c + c_0)}{2} + \frac{(l + l_0) - (l' + l_0')}{2} \right\}$$

従って $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ の影響なく, τ を求めることができる。

実測値は 6×10^{-6} であった。

一次測定 of 精度を確めるために, 我々は 1 ターンの時定数標準器として Fig. 5・2・4 を自作した。

| | | |
|-------------|------|-------|
| D | 15 | |
| a | 1 | |
| d_1 | 0.02 | |
| l | 10 | |
| d_2 | 0.18 | 単位 cm |

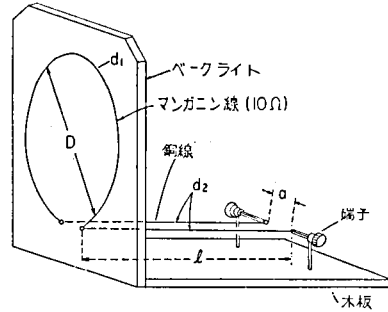


Fig. 5・2・4

にとった。この形の場合のインダクタンスは

$$L = 2\pi D \left(1 - \frac{a}{\pi D} \right) \left\{ \left(1 + \frac{8D}{8D^2} \right) \log \frac{8D}{d_1^2} + \frac{d_1^2}{24D^2} - 1.75 \right\} + 4l \left(\log \frac{2a}{d_2} + \frac{1}{4} - \frac{a}{l} \right) \text{ cm}$$

で与えられる。⁽³⁴⁾

従って自作品の計算値は

$$\tau = 1.10 \times 10^{-7} \text{ (sec)}$$

これを前述のブリッジで測ると,

$$\tau = 1.5 \times 10^{-7} \text{ (sec)}$$

であることを確認している。

故に 4 端子抵抗の場合の実測値も十分な信頼性があると判断される。しかしながら 6.0×10^{-8} の値自体は大きい。標準負荷抵抗としての本来の使命からは一段と小さい方がよい。そこで一つの試みとしてセパレータを取り除き, 往復 2 線の間隔を

1 mm に固縛したら, $\tau = 4.2 \times 10^{-8} \text{ sec}$ に減少をみた。

しかしオーダは不変であるので, さらに改善を計るためにコンデンサを並列接続した。1 Ω の抵抗器に 6.5 μF の並列コンデンサを接続して τ を $1 \times 10^{-7} \text{ sec}$ 以下にできた。

(3) 零力率標準器

§ 3・2・9 で既に述べたように標準相互インダクタンスおよび標準コンデンサを著者は 90° の標準にしたいと考えている。

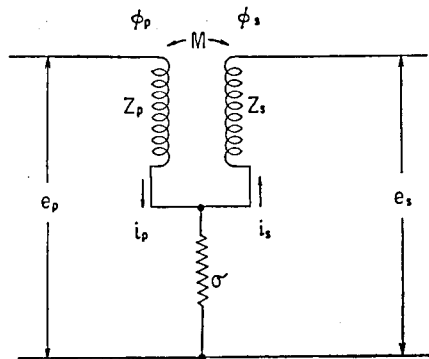


Fig. 5・2・5

相互インダクタンスは、一般に Fig. 5・2・5 の等価回路が考えられ、磁束 ϕ_p, ϕ_s が同方向のとき相互インダクタンス（以後 M と略称）の符号は正、異方向のとき負となる。 M に影響する因子としては、①巻線間の分布容量、②うず電流損、③誘電体損、④共通回路の抵抗が考えられる。

$$\begin{aligned} i_p Z_p + (i_p - i_s) \sigma + j \omega i_s M &= e_p \\ i_s Z_s + (i_s - i_p) \sigma + j \omega i_p M &= e_s \end{aligned}$$

これより

$$\begin{aligned} (Z_p + \sigma) i_p &= e_p - (j \omega M - \sigma) i_s \\ (Z_s + \sigma) i_s &= e_s - (j \omega M - \sigma) i_p \end{aligned}$$

使用状態は、通常 $i_s = 0$ の場合に相当する。

$$\begin{aligned} \therefore e_s &= (j \omega M - \sigma) i_p \\ &= -(\sigma - j \omega M) i_p \end{aligned}$$

位相誤差

$$\delta = \tan^{-1} \frac{\sigma}{\omega M}$$

とし、この σ を M の不純度と云う。

$\Delta M/M, \sigma$, 或いは $\sigma/\omega M$ 等の値は $M=10 \text{ mH}, 100 \text{ mH}$ 等についてはすでに報告があるが、我々の $M=1 \text{ mH}$ のものではどうであろうか。 C_p, C_s, C_{ps} は経験的には、それぞれ $150 \text{ pF}, 200 \text{ pF}, 1000 \sim 5000 \text{ pF}$ が最大とみられるが、実際に確かめねばならぬ。Haugue は C の影響のみを考慮して M, σ_c を求めているが、同様な考え方のもとに 1 次、2 次巻線間の絶縁抵抗をも考慮に入れて計算してみると

$$\begin{aligned} M &= M_0 - \frac{1}{R_{ps}} \{ R_2 (L_1 + M_0) + R_1 (L_2 + M_0) \} - C_{ps} R_1 R_2 \\ &\quad + \omega^2 \{ C_s L_s M_0 + C_p L_1 M_0 + C_{ps} (L_1 + M_0) (L_2 + M_0) \} \\ \sigma_c &= \frac{1}{R_{ps}} \{ R_1 R_2 - \omega^2 (L_1 + M_0) (L_2 + M_0) \} \\ &\quad - \omega^2 [C_p R_1 M_0 + C_s R_2 M_0 + C_{ps} \{ R_2 (L_1 + M_0) + R_1 (L_2 + M_0) \}] \end{aligned}$$

位相誤差 δ_c は

$$\begin{aligned} \delta_c &= \tan^{-1} \frac{\delta_c}{\omega M} \cong \frac{\delta_c}{\omega M_0} \\ &= \frac{R_1 R_2}{\omega M_0 R_{ps}} - \frac{\omega (L_1 + M_0) (L_2 + M_0)}{R_{ps} \cdot M_0} \\ &\quad - \omega \left[C_p R_1 + C_s R_2 + C_{ps} \left\{ \frac{R_2 (L_1 + M_0)}{M_0} + \frac{R_1 (L_2 + M_0)}{M_0} \right\} \right] \end{aligned}$$

と求められる。

ここで C_p, C_s, C_{ps} を求めるには共振法が考えられる。

5・3 計器試験用拡大投影装置

計器の校正試験は被試験計器 X の指示を試験目盛に合せ、このときの入力を標準器 S で読み、この値に、 S の補正を加えることにより達成される。測定精度は標準器のみならず被試験器の精度にも影響される。校正試験の操作は人間を含めた制御ループを構成しており、目盛を合せる役目の人間は、試験目盛よりの指示の偏差を検出、確認することを眼で行なうと同時に、微分、比例および積分動作を行なって計器入力を調整し、試験目盛に指示を合せようとする。0.5 級以上の指針型計器は反射鏡により、指針、その像および目盛劃線が一致する如く眺めることにより視差を生じないようにしている。しかしながらこの場合も距離の異なる 3 点に焦点を合せて凝視せねばならず、電源および調整器の変動が計器の動特性と関連して、指針の運動は予測し難い場合もあり、目盛合せは著しく目を疲れさせる。我々は眼の疲労を小さくして、上述の操作を容易にすること。また読み取りの精度を上げることを目標に、指針、像、および目盛劃線を同一平面に拡大投影する方法を採用すべく、新しい試験台にこの装置を設けた。特に留意した点は、

1. 指針、指針像および目盛劃線の 3 つの鮮鋭な投影像が得られること。
2. 拡大倍率は約 5 倍程度とすること。
3. 目盛板の照明に伴ない、計器の温度上昇を防ぐこと。
4. 投影すべき計器の目盛部分を誤差なく走査しうる調節機構をもつこと。

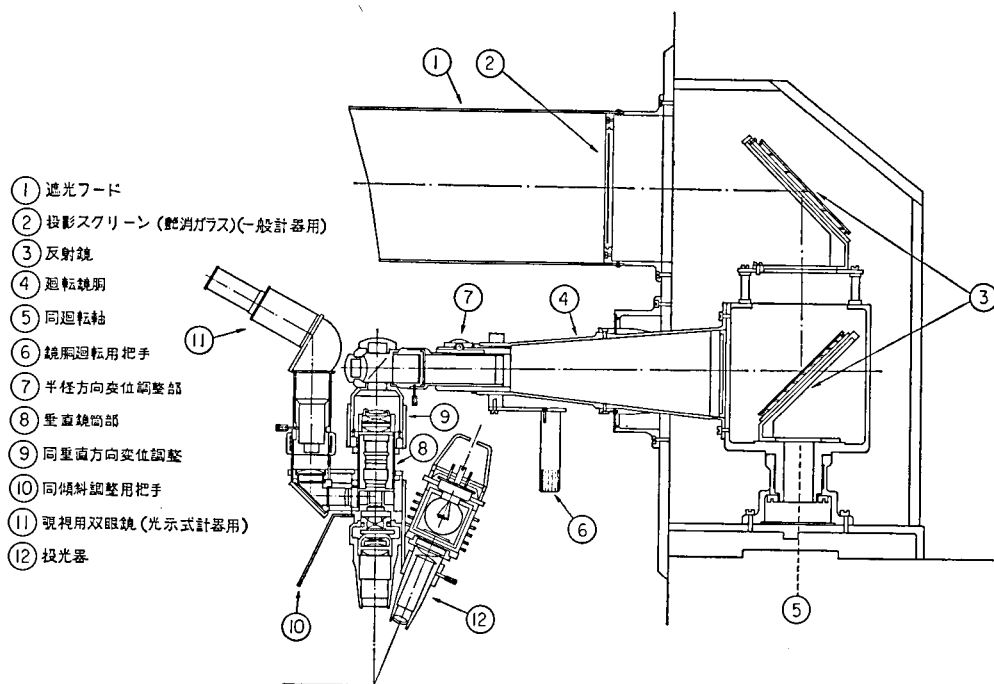


Fig. 5・3・1

5. 被試験計器が光示式の場合は拡大鏡により視視しうるようにすること。

以上を原則に被試験計器目盛板上の視野域 20 mm 直径の円が投影されるものとして、Fig. 5・3・1 の構造の投影装置となった。光学系の概要は Fig. 5・3・2 に示すように、 a を指針の尖端部とみなすと、これはレンズ L_1 により a_1 に結像され、 a_1 なる実像は L_2 により a_2 に結像される。従って a_2 の位置に磨きガラスのスクリーンを置けば a の像が観察できる。この場合、

$$f_1=45 \quad l_1=166 \quad l_1'=61.7$$

$$f_2=44 \quad l_2=45 \quad l_2'=850$$

単位 mm

で投影倍率は略 7 倍 ($=l_1'/l_1 \times l_2'/l_2$) である。実際には L_2 のあとに、 M_1, M_2 , 及び M_3

の 3 枚の全反射鏡で光路を曲げ a_3 に結像される。

一方視視により光示式計器の光指標 a を眺める場合には L_1 と a_1 の間にプリズム P を設け、 a_1 に結像する光線の一部 (約 10%) をとり出し、 a_1' に結像させ、レンズ L_3 により a_2' に導き、これを接眼レンズで観るようにしたもので、 a_2' に像が合っている時はスクリーン面 a_3 にもピントは合っている。 L_1, L_2 等で表わされているレンズは像の歪曲、色収差、球面、非点、湾曲収差を除いた合成レンズ系で、Fig. 5・3・3 はその構成である。

走査機構は Fig. 5・3・1 において、光学系の Fig. 5・3・2 のレンズ $L_1 \sim L_2$ および L_3 部は垂直な鏡筒 ⑧、 $M_1 \sim M_2$ は軸を中心に水平面上を回転する腕型鏡筒 ④、 M_2 以降ス

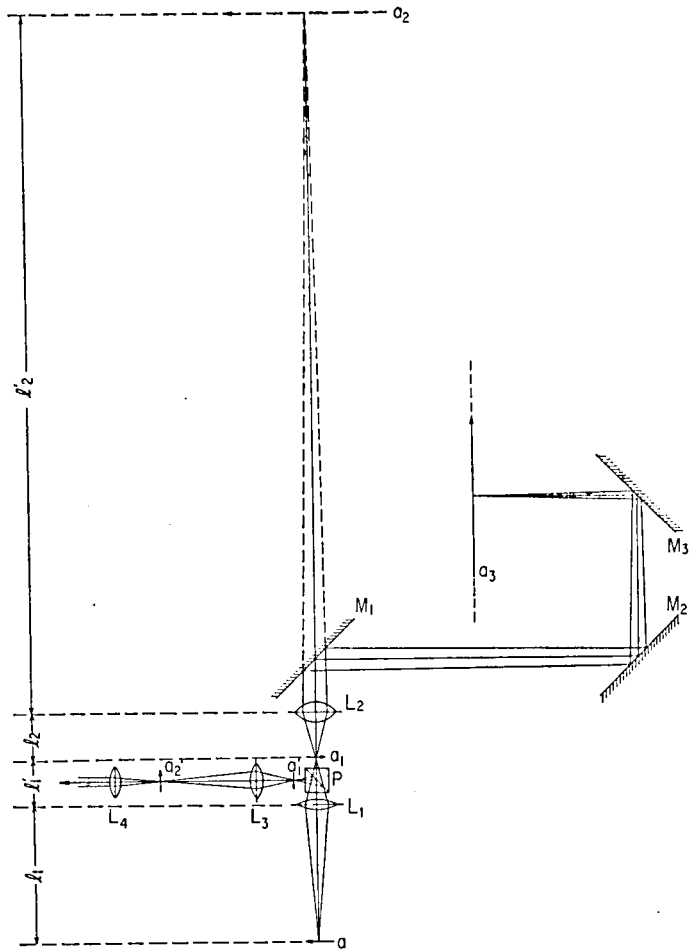


Fig. 5・3・2

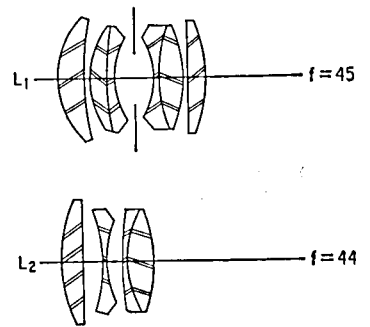


Fig. 5・3・3

クリーン面迄の部分より構成されている。腕型鏡筒④は回転半径450mmであるが、基準長より ± 10 mmの調節をネジ⑦で行なえる。垂直鏡筒には視視の場合には双眼の接眼レンズをもつアダプタを挿入できるようになっている。この鏡筒は上下に昇降してピント調整ができるとともに、基準位置から左右に微傾斜($\pm 5^\circ$)ができる。これは視差なく指針型計器を監視するために必要な調整機構であり、被試験計器の種類により目盛弧線の曲率は異なるが、前記の調整により、零位より最大目盛までの走査が可能である。Fig. 5・3・4は本装置で走査しうる範囲を示している。

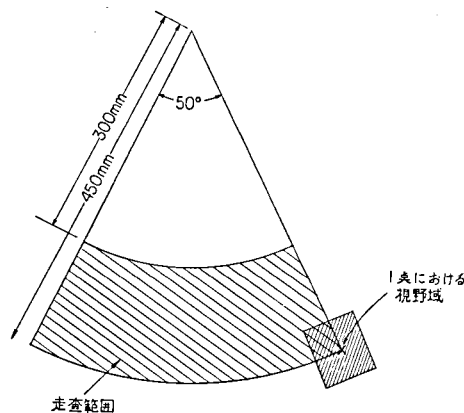


Fig. 5・3・4

次に被投影物の照明を考慮しなければならない。一般に像の明るさは被投影物の照明の明るさによるのはもちろんであるが Fig. 5・3・3 のレンズ L_1 の口径比によっても変わってくる。そこで大口径レンズを使用したいが、一方被投影物は平面でなく、それぞれ距離の異なる、指針、その像および目盛面であり、これを一つのスクリーン面上に同程度の鮮明さで結像させるには、焦点深度を深くする必要がある、この焦点深度は口径比に反比例する。従って L_1 は F5.6~F8 で使用ようになる。故に L_1 に絞を設け、被投影物の条件によって、口径は自由に選択できるようになっている。またスクリーン投影の場合、Fig. 5・3・2 のように、結像光線は磨きガラス面で散光されその一部が眼に作用するだけで、これは直接に結像光線を接眼レンズで導入する方法に比べ、比較

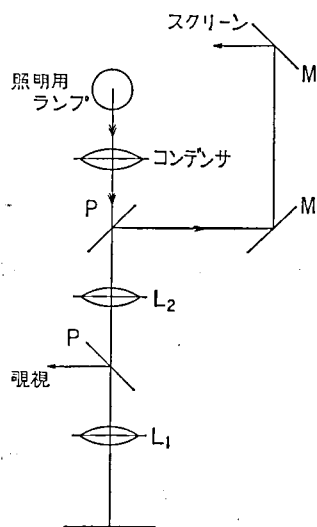


Fig- 5・3・5

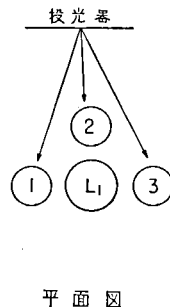
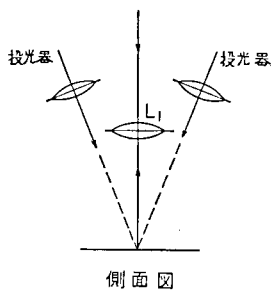


Fig. 5・3・6

にならぬ程の明るさを必要とする。そこでプリズムスプリッター (Fig. 5・3・2) の分光の比もこの点を考慮してあるが、我々の場合は、投光器による光指標照明を採用している。初めは垂直鏡筒内に照明光源を設け、Fig. 5・3・5 の如き方法をとったが、照度の不足と指針の陰影が欠点となったので現在の如き方式 (Fig. 5・3・6) に改めた。光源ランプ前のコンデンサレンズの像を投光面に結像させ光源の光量を有効に利用し、均一な照面を得ている。3個のランプによる照射で温度上昇をさけるため投光機は防熱フィルタを用いている。ランプ部分と被投影物との距離は凡そ 20 cm であり、上記の処置では温度の影響を皆無ならしめるものではない。

操 作 法

先ず計器を計器台上に載せ、腕型鏡筒の廻転に伴ない対物レンズ視野が目盛全体を走査できる位置に置き水準を合せ、正規の使用状態におく。計器に入力を与え、試験目盛まで偏らせる。腕鏡筒、垂直鏡筒の調整によりスクリーンに結像させる。初は絞りは開放。ピント調整は指針と像に合う、中間にセットして絞り込むと、目盛線を合せた三つの像が現われる。次にこの三者が一致する、すなわち視差なく計器の指示を確認できるように、垂直鏡筒の傾斜を調節する。試験目盛を下げるときは上記の操作を繰り返せばよい。

§ 6 実用交流標準

6・1 概 説

標準供給については § 2.4 で触れた。0.2 級以上の精密な計器の AC/DC 差および力率の影響は我々の交直流比較器で直接に求めてきた。また 0.5 級以下の計器の目盛校正はもちろん 0.2 級を標準にして得られるが、AC/DC 差、力率の影響を求めたり、低力率電力計の目盛校正になると、従来の 0.2 級では精度の点で不十分なため、やはり交直流比較器を用いなければならなかった。標準維持を主目的にする交直流比較器を、このような試験に専用することは原則的にも好ましくないし、且つ操作その他、試験に適切でない点も多い。そこで、精度の点では 1 次標準の交直流比較器よりは幾分劣るものの、実際の計器試験を能率的に行なうことができ、且つ比較的安価な標準器を試作した。また、通常の標準供給の主力となる指示計器として、従来の 0.2 級計器は機構的、性能的に改善さるべき時期に到達していると判断されるので、現在の技術力で、試験の実態に適切な配慮を加えて、0.1 級標準計器を試作した。この両者は今後改善を加えることによって、それぞれ標準供給の主流となることを期待したい。

6・2 実用交直流比較器

(1) 基本構想

精密な交直流比較器を持たぬ検定所において使用されることを想定して設計された。

本器は 2 組の横型の無定位方式電流計機構が直角に組み合わせられ、それぞれの可動コイルの取り付けられた廻転軸は共通で且つストリップで上下に引張懸吊された特殊構造の指示計部および倍率器、調整抵抗および各種の切換器等を含む測定操作部よりなる。指示計は両機構の生ずるトルクの平衡を検出するために用いられる。すなわち零位式の交直流比較器である。そもそも、この構想は昭和34年夏、我々も参画、実施した全支所及び電気協会支所の保有する標準器実態調査における電力計の試験方法を一步押進めたものである。すなわちその際 0.2 級計器の AC/DC 差、力率の影響を Siemens 光示式電力計を標準にして手軽に行なうことが計画された。この電力計は現在市販されているものの中では読取精度は 0.2 級のそれよりやや劣るが、諸特性ではこれを上廻ることは従来の我々の試験結果より明かであったから、これを標準に選んだのであった。読取精度を上げるため、この電圧回路の 1000 Ω 端子にダイヤル抵抗器を外付して電圧回路を形成し、指示を読み取る際には光指標を目盛割線上にくるようダイヤル抵抗を微調整し、指示の変化を抵抗変化に置き換える方法をとった。すなわち被試験電力計とこれとは電流回路は直列、電圧回路は並列につなぎ、先ず直流で被試験電力計を試験目盛に合せる。このとき光示式電力計の指示は一般には目盛割線上にくる場合は少ない。そこで上記の方法で光指標をある目盛割線上に持ちきたし、このときの電圧回路の抵抗値を読んでおく。次に交流に切り換え、被試験電力計の指示は前と同じようにする。も

もちろんこのときの電圧は直流のときと同じ値に抑えておく。すると光指標は先程の割線より少しずれる。これは標準である光示式電力計および被試験電力計の交直流でのレスポンスに差のあることを示している。そこで再びダイヤル抵抗を微調し、直流の場合と同じ割線上に光指標をもってくる。そしてこのときの電圧回路の全抵抗を読む。従って予めこのときの標準器である光示式電力計の AC/DC 差を我々の交直流比較器で求めておけば、上の 2 回の抵抗値から被試験電力計の交直差を求めることができるわけである。この方法は標準器を偏読法で使用しているわけであるから、検出器としては零位法に比べ本質的に精度は劣る。そこで我々は零位法によって上記の方法を実現する方策をとった。この場合検出器の構成は諸種のものが考えられるが、固定、可動両コイルの電流定格が異なった 2 組の電流計機構を、固定コイル軸が互に直交するように組み上げている。PTB の R. Friedl⁽³⁵⁾ の電力計の方式を採用した。

(2) 測定原理

(i) 電力計の AC/DC 差の測定

Fig. 6・2・1 の接続で、 W_x は被試験電力計である。指示計の素子 1 および 2 のそれぞれの倍率器端子は試験電圧に相当する端子を使用し、このときの電圧回路の抵抗値を R_p とする。素子 1, 2 の固定コイルは W_x の電流回路与直列、電圧回路もまた W_x のそれに並列に接続してある。先ず直流で、電圧は W_x の定格値に一定に保ち、電流を変えて W_x の指示を試験目盛、例えば W_0 に合せる。素子 1, 2 の両トルクは方向反対になるようにしてあるから、素子 1, 2 の構造およびそれぞれの倍率器が理想的であれば、指示計は零を示す筈であるが、上の条件は完全には得られないため、素子 2 の倍率器抵抗を僅か、例えば ΔR_1 だけ変えて零位を示すようにする。このとき素子 2 の固定、可動両コイルの電流はそれぞれ I_{dc} および $E_{dc}/(R_p + \Delta R_1)$ である。次に W_x の入力を交流にとりかえる。このとき素子 2 のみは直流で、前と同じ状態に保ち、 W_x は素子 1 と電流回路は直列、電圧回路は並列のままで入力を交流にかえ、電圧 E_a は $E_a = E_{dc}$ にとり、 W_x が W_0 を示すように電流を変える。この場合力率は 1 になるように予め調整しておく。このとき素子 1 のトルクは交流電力に比例する。

ここで W_x に AC/DC 差が存在すれば指示計は零位からはずれる。そこで再び素子 2 の倍率器の抵抗値を変え、電圧回路の全抵抗値が $R_p + \Delta R_2$ のとき、指示計が零位を示したとする。すると

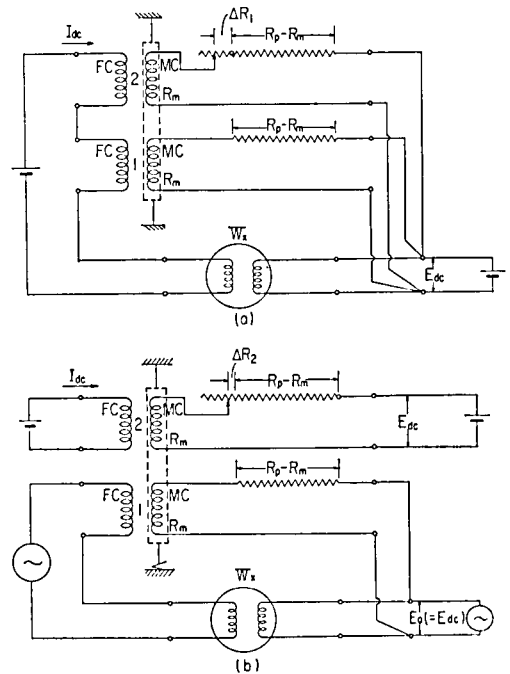


Fig. 6・2・1

素子2の固定，可動両コイルの電流は I_{dc} および $E_{dc}/(R_p + \Delta R_2)$ となる。

いま W_x の指示を W_0 ならしめる直流および，交流入力それぞれ W_{dc} , W_{ac} とすると，

$$W_{dc} \propto 1/(R_p + \Delta R_1)$$

$$W_{ac} \propto 1/(R_p + \Delta R_2)$$

$$(W_{ac} - W_{dc})/W_{dc} \cong (\Delta R_1 - \Delta R_2)/R_p$$

我々が § 2, で定義した AC/DC 差は $(W_{ac} - W_{dc})/W_0$ であり，上式の左辺と殆んど変りはない。

従って

$$\text{AC/DC 差} = (\Delta R_1 - \Delta R_2)/R_p$$

として求めることができる。

この方法で $E_a = E_{dc}$ におさえる電圧計に AC/DC 差があれば電圧値は僅かに異なっているかもしれないが，トルクは電力に比例するものであるから，指示を W_0 に保つかぎり，この分を電流の方

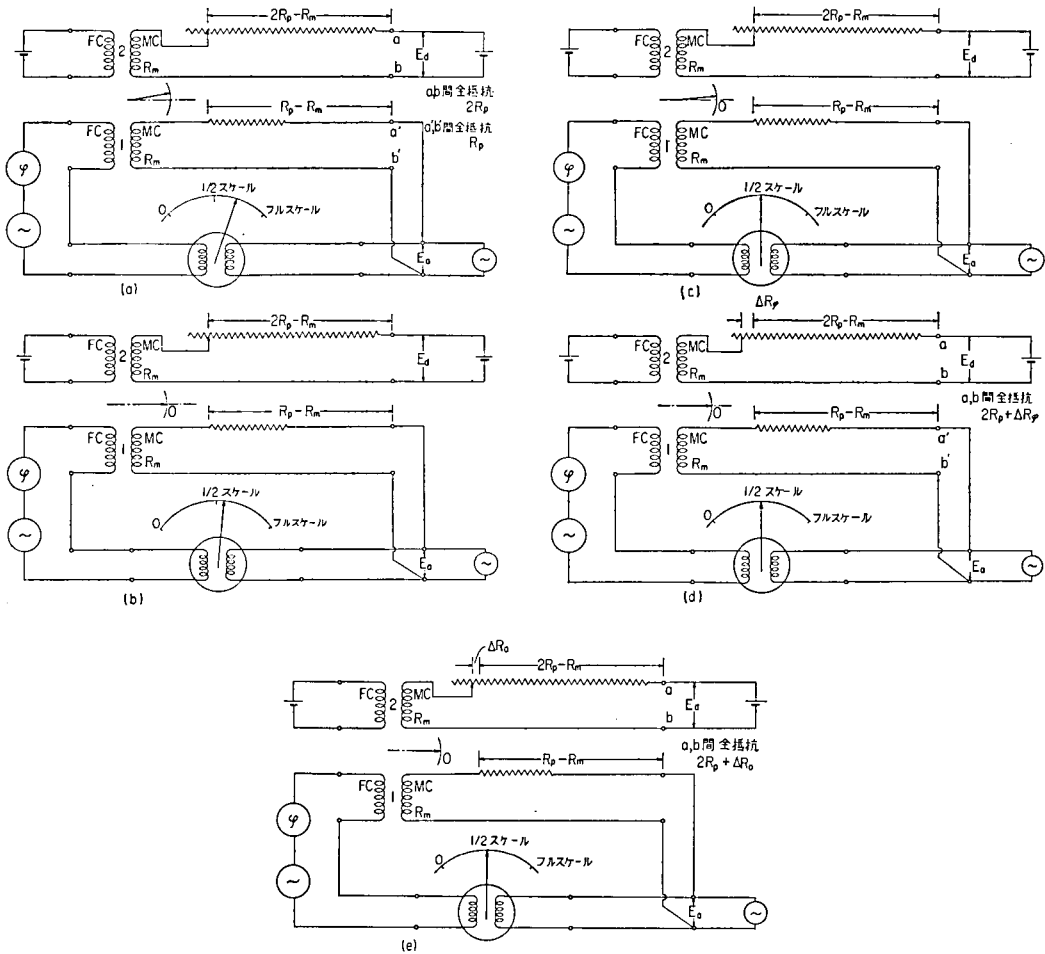


Fig. 6.2.2

で補償していることになる。従って、上の僅かな電圧差が、 W_x の電圧特性に影響しない限り、電力値としては変りないわけであるから、これは問題とするに当たらない。事実 0.1% 以下とみられる電圧差は電力計特性に影響をおよぼさないことは既知である。

(ii) 力率の影響の測定

電力計の力率の影響は定格電圧を印加し、 $\cos \varphi = 0.5$ で 1/2 最大目盛を指示させる入力を $P_{0.5}$ 、また $\cos \varphi = 1.0$ で同じ点を指示させる入力を $P_{1.0}$ とするとき次式で表わされている。 $(P_{0.5} - P_{1.0})/P_{1.0}$ 、ただし $P_{0.5}$ は電圧に対し電流が遅れる場合と、進む場合があるから二通りの値をとる。Fig. 6・2・2 (a) の回路で、素子 1 は W_x の定格電圧 E_a に相当する倍率器端子、素子 2 は $E_a/\cos \varphi$ 、すなわち $2E_a$ に相当する倍率器端子を用いる。電圧回路の全抵抗はそれぞれ $R_p, 2R_p$ になる。素子 2 の電圧回路には $E_d (= E_a)$ なる直流電圧が加えられ、電流回路には $I_d (= I_a)$ ただし I_a は定格電流) なる直流が流される。一方素子 1 の電圧回路は W_x のそれと同様に定格電圧 E_a が加えられ、電流回路は W_x 同様その定格電流 I_a が流される。このとき指示計は必ずしも零位を示さない。そこで移相器で E_a と I_a の位相関係のみを調整して零位を得たとする (図 (b))。簡単のため指示計部に誤差が無いとすれば、素子 1, 2 のトルクは相等しいことから、次の関係が成立する。

$$\frac{E_d}{2R_p} \cdot I_d = \frac{E_a}{R_a} \cdot I_a \cdot \cos \varphi$$

ここに $E_d I_d = E_a I_a$ であるから $\cos \varphi = 0.5$ である。従って先ず試験力率 $\cos \varphi = 0.5$ が得られる。しかるに W_x の指示は一般に丁度 1/2 最大目盛にはならない。そこで E_a はそのまま、電流 I_a を僅かに変えて指示が丁度 1/2 最大目盛になるようにする (図 (c))。すると当然素子 1 のトルクも変る。従って指示計を平衡さすには素子 2 のトルクを変えてやる必要がある。そこで素子 2 の倍率器の可変抵抗を ΔR_φ だけ変えて、指示計が零位を示したとする (図 (d))。このときの素子 2 の電圧回路の全抵抗値は $2R_p + \Delta R_\varphi$ である。次に E_a はそのまま、 $\cos \varphi = 1.0$ にして電流を調整して W_x の指示を前と同じ 1/2 最大目盛に合せる。このとき指示計をして零位を示さすには、再び可変抵抗を調整すればよく、素子 2 の電圧回路の全抵抗値が $2R_p + \Delta R_0$ のとき、零位を指示したとする (図 (e))。すると、

$$P_{0.5} \propto 1/(2R_p + \Delta R_\varphi)$$

$$P_{1.0} \propto 1/(2R_p + \Delta R_0)$$

$$\therefore (P_{0.5} - P_{1.0})/P_{1.0} \cong (\Delta R_0 - R_\varphi)/2R_p$$

として力率の影響を求めることができる。

実際は素子 1 の力率の影響を、予め我々の交直流比較器 (1 次標準器) で求めておき、この補正を加えねばならぬ。

(iii) 低力率電力計の校正法

周知の如く、指示計器は偏れの少ない程精度がおちるので例えば、定格 150 V, 5 A, $\cos \varphi = 0.2$

なる低力率電力計を定格 150 V , 5 A , $\cos\varphi=1.0$ の 0.2 級計器を標準にして校正しようとしても、前者が最大目盛を示すとき、後者は最大目盛の $1/5$ しかふれないので読取精度が甚しく低下して、目盛校正用として役立たない。しかも 0.2 級電力計の力率の影響は低力率になると大きくなり、力率 0.5 の場合の 10 倍位にも達する。従ってこれまでも低力率電力計の校正には我々の交直流比較器が屢々用いられてきた。しかしながら一次標準器を各試験局所に設備することは無駄である。一方試験に対する要望は多くなる。この実用交直流比較器は使用法を変えてこの目的にも使用しうる。

一例として定格電圧 E_a 、電流 I_a 、 $\cos\varphi=0.2$ の低力率電力計 W_x の目盛校正を考える。接続は Fig. 6・2・3 の如くする。先ず試験力率の設定は、力率の影響の場合、試験力率を $\cos\varphi=0.5$ と定めたと同様な方法をとる。簡単のため標準器に誤差はないとする(図 (a))。素子 1 と W_x は電流回路は直列、電圧回路は並列につながり、両者に交流を加える。電圧 E_a の倍率器端子を用いるとき、素子 1 の電圧回路の全抵抗は R_p であるとする。次に素子 2 の電圧回路の可変抵抗は零、すなわち基準点にとり、使用倍率器端子は $E_a/\cos\varphi=5E_a$ に相当する端子を用い、このときの電圧回路の全抵抗は $5R_p$ である。素子 2 に電圧 $E_d(=E_a)$ なる直流を前記端子に加え、また電流 $I_d(=I_a)$ なる直流を固定コイルに流す。このとき指示計は零位を示さない。そこで移相器で E_a に対する I_a の関係を調整し、零位を得たとすると、

$$\frac{E_d}{5R_p} \cdot I_d = \frac{E_a}{R_p} \cdot I_a \cdot \cos\varphi$$

また $E_d I_d = E_a I_a$ より $\cos\varphi=0.2$ であることが判る。しかしこのとき W_x は最大目盛を指示しているとは限らない。そこで I_a のみ加減して W_x の指示を最大目盛に合せる(図 (b))。当然素子 1 のトルクが変わる。従ってここで指示計を平衡さすには素子 2 のトルクを調整しなければならぬ。 W_x の目盛校正は通常 I_a を変化して行なうものであり、電流の可変範囲も広い。そこで素子 2 のトルク調整は固定コイル電流 I_d の大きさを変えることによって行なう。そして指示計が零位を示したときの電圧回路の印加電圧および固定コイルに直列な分流器の電圧降下を電位差計で正確に求められるから、 W_x のこの目盛における校正電力は上で求めた、電圧と電流の積で表わされる。

(3) 定格と構成

試作第 1 号は主として $0.2\sim 0.5$ 級電力計の AC/DC 差および力率の影響を求めるのに好都合な

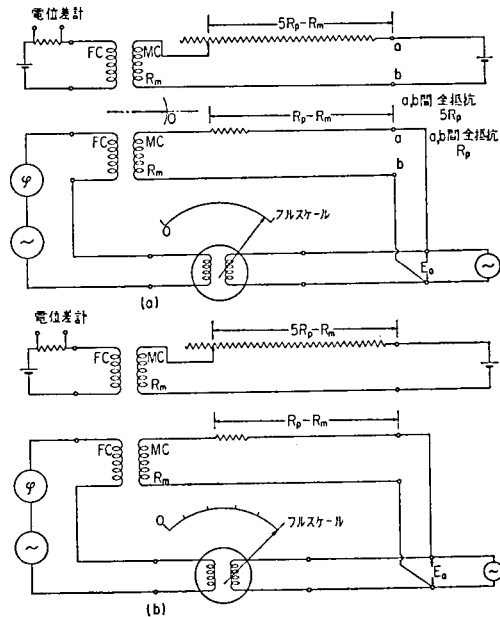


Fig. 6・2・3

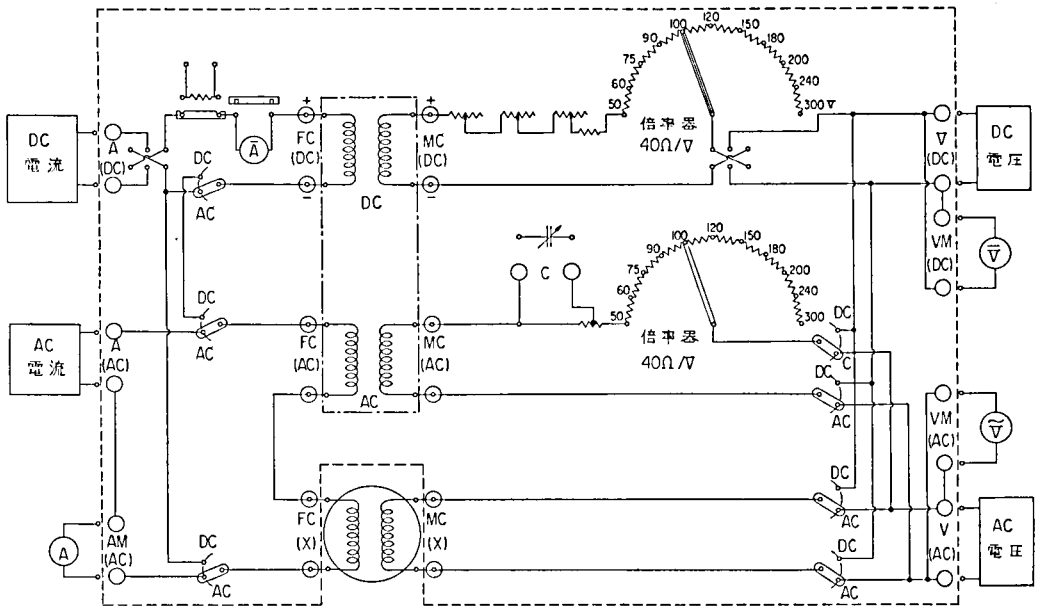
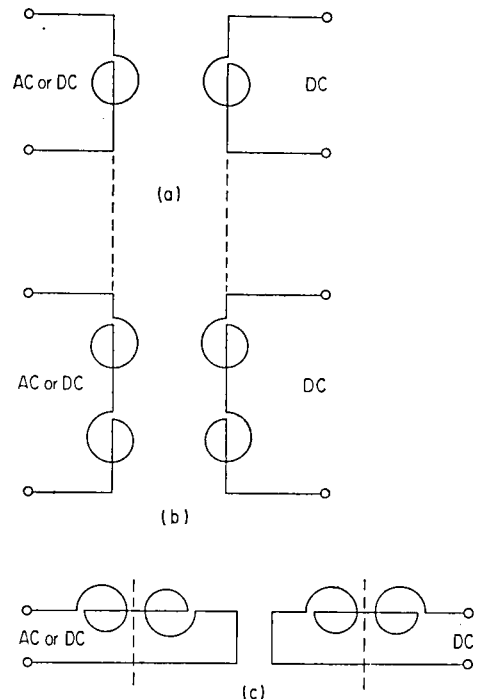


Fig. 6・2・4

定格としたため、低力率電力計の校正に流用する場合には試験範囲が狭くなっている。もちろん低力率電力計の要求試験範囲に応じた定格のものを設計することは可能である。電流定格は 0.2 級 0.5 級電力計と同じく $5/2.5 \text{ A}$ にとり、固定コイル電流定格は 2.5 A で直、並列の切り換えで上記の定格を満足する。電圧回路は可動コイルの定格電流を 25 mA とし $40 \Omega/\text{V}$ で抵抗倍率器を構成することにした。倍率器端子電圧は前記電力計および Siemens 光式電力計の校正に必要な値を選び次の如く定めた。300, 240, 200, 180, 150, 120, 100, 90, 75, 60, 50 V。さて装置全体の構成は指示計部と測定操作部よりなり、後者は移動容易な卓上型としてまとめている。Fig. 6・2・4 は使用状態における接続図で、ランプスケール、直流電圧計、交流電圧計、電流計および直流、交流の電源並びに調整装置が必要であることは云うまでもない。さて我々の装置は地方標準局所への配置の可能性を考慮し、相当数製作された場合一式



可動コイルのみを示す。取付軸は両コイル共通であるが、図では分けて示してある。

(b) は上、下素子直交 (c) は両素子直交

Fig. 6・2・5

で時価（昭和 36 年）50 万円程度でおさまることを念頭においた。

（4）指示計部

2組の電流計機構の可動コイルは同一廻転軸にとりつけ、双方のトルクを平衡さす機構は Fig. 6・2・5 (a) の方式がある。これは両機構を直列にしたとき、直流を印加して外部直流磁界に対し無定位な構造、捲線方式をとっているが、素子1に AC、素子2に DC を印加した場合、外部直流磁界に対して無定位でなくなり、且つ上下素子間の相互干渉があり AC 側より DC 側への誘導による誤差トルクを生ずる欠点がある。誤差特性の見地から、しゃ磁壁を用いず、外部磁界に対して無定位とするためには素子1,2を直列につなぎ、DC を流す場合があるのだから Fig. 6・2・5 (b) のような構造も考えられるが計器寸法が高くなり、重量の増加、可動部の平衡等にトラブルを生じ且つ相互干渉も複雑になる。従って周知の横壁の無定位機構を2組、相互干渉を減ずるため固定コイル軸を直交させ、且つ上述の意味からこの軸は同一平面上にあるようにした R. Friedl の電力計にみられる機構を採用した。Fig. 6・2・5 (c) はこれを示す。Fig. 6・2・5 (d) はその機構図である。次に我々の機構の場合の相互干渉について考えよう。

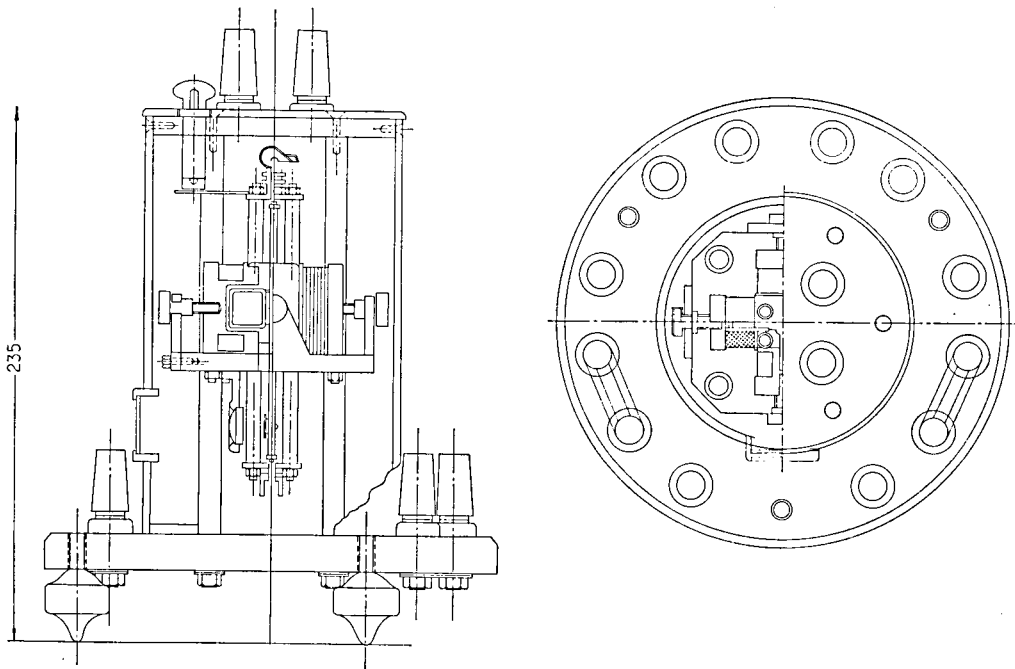


Fig. 6・2・5 (d)

（5）主トルクと相互干渉

Fig. 6・2・6 は素子1および2が直交関係にあることを示したコイル系の概念図である。先ず素子1および2に直流を加える。素子1の固定コイルの作る磁束 ϕ_{1d} の中、可動コイルと鎖交するものを $K_{11}\phi_{1d}$ 、また可動コイル電流を I_{1d} とすれば、主トルクは $K_1 \cdot \phi_{1d} \cdot I_{1d}$ を生ずる他、素子2の

固定コイルの磁束 ϕ_{2d} の極く一部が素子 1 の可動コイルと鎖交するため $K_{21} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{1d}$ なる小さなトルクを生ずる。従って素子 1 側の直流による全トルクは次のようになる。

$$T_{1d} = K_{11} \phi_{1d} \cdot I_{1d} + K_{21} \cdot \phi_{2d} I_{1d}$$

同様に

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d} + K_{12} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{2d}$$

それぞれの第 2 項が相互干渉による誤差トルクである。ここに K は結合に関係した係数である。

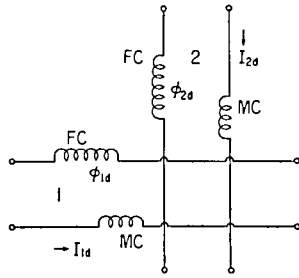


Fig. 6.2.6

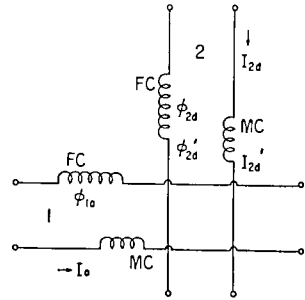


Fig. 6.2.7

実際に使用する場合には上のような場合の他に、素子 1 は交流、素子 2 は直流を印加する。素子 1 側では、主トルク $\phi_{1a} \cdot I_{1a}$ の他、Fig. 6.2.7 において、 ϕ_{1a} および I_{1a} のため素子 2 の固定コイルに誘起した電圧により、同 coil 回路に流れる交流による磁束 ϕ_{2a}' の極く一部がやはり、素子 1 の可動コイルと鎖交するため $K_{21} \phi_{2a}' I_{1a}$ なるトルクを生ずる。従って素子 1 側のトルクは

$$T_{1a} = K_{11} \cdot \phi_{1a} \cdot I_{1a} + K_{21} \cdot \phi_{2a}' \cdot I_{1a}$$

何んとなれば、交流電流と直流磁束間に生ずる平均のトルクは 0 となるからである。次に素子 2 側の主トルクは直流によるもので $\phi_{2d} \cdot I_{2d}$ であるが、素子 2 の可動コイルにも上と同様な影響で交流 I_{2a}' が流れる。 ϕ_{1a} の一部はこれと、 $K_{12} \cdot \phi_{1a} \cdot I_{2a}'$ なるトルクを生じ、 ϕ_{2a}' もこれと $K_{22} \cdot \phi_{2a}' \cdot I_{2a}'$ なるトルクを生ずるため、素子 2 側の全トルクは次のようになる。

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d} + K_{12} \cdot \phi_{1a} \cdot I_{2a}' + K_{22} \cdot \phi_{2a}' \cdot I_{2a}'$$

このことは素子 1, 2 の感度比は直流一直流の場合と、交流一直流の場合で相異なっていることを示している。しかし実際の機構は Fig. 6.2.5 (c) に示すように横型の無定位構造をとっているために、素子 2 についてみても、固定コイルは 2 部分に分れ、電流の一方方向に対して、コイルの捲方は互に逆になっているので、素子 1 側からの誘導に基づく交流電流は殆んど 0 に近いから、これによる磁束 ϕ_{2a}' は殆んど 0 であり、素子 2 の可動コイルについても同様な考え方から I_{2a}' は殆んど 0 となる。

従って次のように見做して差支えない。

$$T_{1d} = K_{11} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{1d}$$

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d}$$

ところが、この場合でも、やはり素子1を直流にする場合と、このように交流とする場合とは、異なっている。すなわち素子2のトルク T_{2d} は

素子1 直流のとき

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d} + K_{12} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{2d}$$

素子1 交流のとき

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d}$$

となる。この原因は、はじめの式の第2項、 $K_{12} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{2d}$ が存在するためで、これを零にすることができれば、はじめて指示計として、感度比が変らぬため、理想的（必要条件として）なものになる。

そこで Fig. 6.2.8 に示すように補償コイルを設ける。

素子2の固定コイルと同軸方向に補償コイル CC1 があり、電流は素子1の固定コイル電流が流れる。素子2の固定コイルと同軸の補償コイル CC2 には素子2の固定コイル電流が流れる構造である。いま素子1,2共に直流を加えた場合、それぞれの素子の生ずるトルクを T_{1d} , T_{2d} とする。素子1のトルクは主トルク $K_{11} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{1d}$ の他相互干渉にもとづくトルク $K_{21} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{1d}$, CC2 の作る磁束と可動コイル電流によるトルク $k_{21} \cdot \phi_{c2d} \cdot I_{1d}$, CC1

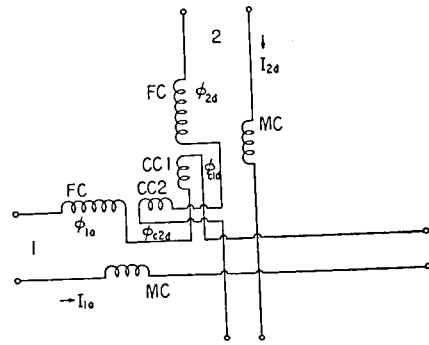


Fig. 6.2.8

の作る磁束の一部にも、可動コイルが鎖交するため生じる2次的な微小量ではあるが、 $k_{11}' \cdot \phi_{c1d} \cdot I_{1d}$ なるトルクを含む。ここに k は補償コイルと素子1間の結合に関する係数である。従って、素子1のトルクは、

$$T_{1d} = K_{11} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{1d} + K_{21} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{1d} + k_{21} \cdot \phi_{c2d} \cdot I_{1d} + k_{11}' \cdot \phi_{c1d} \cdot I_{1d}$$

同様に、素子2では

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d} + K_{12} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{2d} + k_{12} \cdot \phi_{c1d} \cdot I_{2d} + k_{22}' \cdot \phi_{c2d} \cdot I_{2d}$$

そこで第2項以下の和が、零となるように、補償コイルの関係するトルクを調整することができれば

$$T_{1d} = K_{11} \cdot \phi_{1d} \cdot I_{1d}$$

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d}$$

となり相互干渉が完全に取り除かれる。

これを実現するには各 $k \cdot \phi_c$ を調整する。

これには次の方法が考えられる。すなわちアンペアターンと結合を変えてやればよい。

- (i) 補償コイルの電流を変える。
- (ii) 補償コイルの巻数を変える。
- (iii) 補償コイルの寸法、捲き方を変える。

である。(i) は最も正統的な方法であるが、分流回路を要するし、(ii) をとって 1 ターン以下の調節であるので、最初の試作品では、(ii), (iii) を併用することになるが、補償コイルの 1 ターン以下に相当する微小部分を僅かに動かし、最適点を見出した後固定する方法をとった。

さて以上のように直流の場合補償が行なわれたとすれば、素子 1 に交流、2 に直流を加えた場合のそれぞれのトルクは次のようになる。

$$T_{1a} = K_{11} \cdot \phi_{1a} \cdot I_{1a} + K_{21} \cdot \phi_{2a}' \cdot I_{1a} + k_{21} \cdot \phi_{c2a}' \cdot I_{1a} + k_{11} \cdot \phi_{c1a} \cdot I_{1a}$$

第 1 項は主トルク、第 2, 3 項は素子 1 から誘導により素子 2 へ流れる電流が、主固定コイル、補償コイル CC2 へそれぞれ流れて生ずる交流の磁束の一部が素子 1 の可動コイルと鎖交するために生ずるトルクであり、最終項は補償コイル CC1 によるトルクを示している。

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d} + K_{12} \cdot \phi_{1a} \cdot I_{2d}' + K_{22} \cdot \phi_{2d}' \cdot I_{2d}' + k_{12} \cdot \phi_{c1a} \cdot I_{2d}' + k_{22} \cdot \phi_{c2d}' \cdot I_{2d}'$$

第 1 項は主トルクで、以下は素子 1 からの誘導で、素子 2 に流れた電流 I_{2d}' 、によって生ずるそれぞれのトルクを表わしている。

横型の無定位構造をとるときはすでに述べたように、 T_{1a} , T_{1d} の第 2 項以下は、固定磁束の大きさ、結合係数、可動コイルを流れる電流等の関係より、第 1 項に対し無視できる程度である。そこで結局、

$$T_{1a} = K_{11} \cdot \phi_{1a}' \cdot I_{1a}$$

$$T_{2d} = K_{22} \cdot \phi_{2d} \cdot I_{2d}$$

となり目的が達せられたことになる。

もちろんこれらの誤差項は実験的に定められる量であり、誤差解析に際しては測定しておかねばならない。

補償コイルにより相互干渉の影響は上のようにして処理できるので我々は実際のコイル系を Fig. 6・2・9

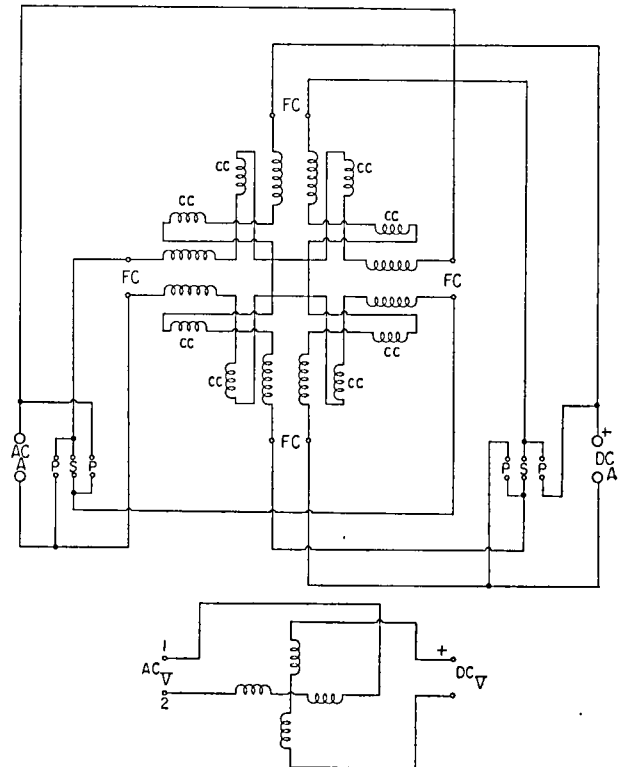


Fig. 6・2・9

の如く定めた。 P 短絡は定格 5 A , S 短絡は定格 2.5 A になる。並, 直列の切り換えによる。

(6) 測定操作部

Fig. 6・2・4 の破線で囲んだ部分から, 鎖線で囲んだ指示計部を除いた部分が, 卓上型にまとめられた, 測定操作部分の回路を示す。Fig. 6・2・10 はその外観, パネル配置を示したものである。

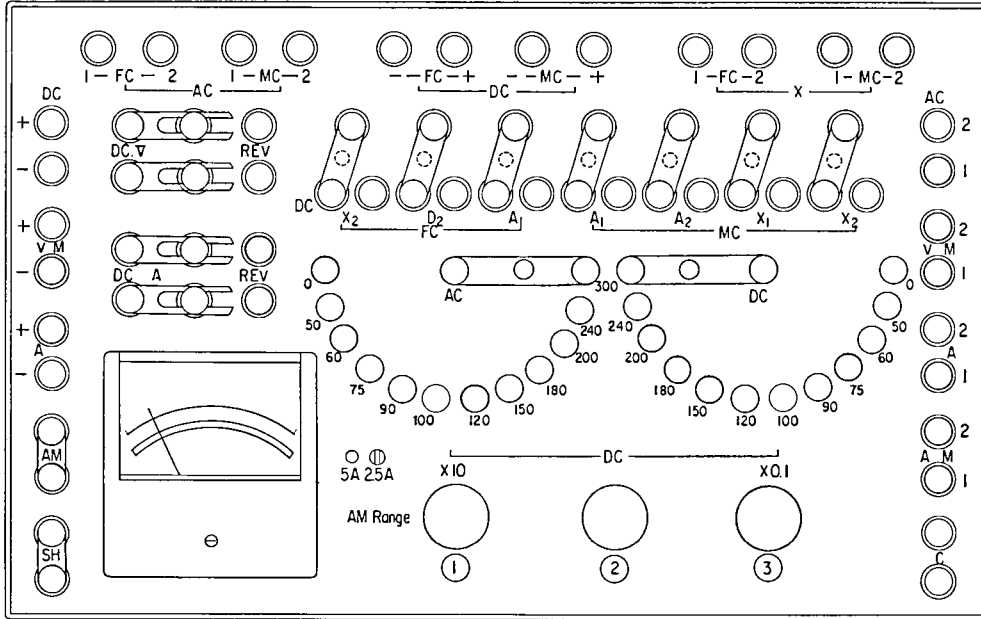


Fig. 6・2・10

倍率器レンジ切り換え, 転極スイッチ, 直流・交流の切り換え用スイッチはいずれも接統板を締め付ける方式をとった。多接点の連動スイッチはトラブルを生じ勝ちであるし, 刃型スイッチ類は約 1000 回の開閉で接触が不安定になるから, 卓上型としての低コストの狙いをもふくめて, 精度確保のため, 回路の安定性に重点を置き, この方式とした。Fig. 6・2・10 の大型端子は手で充分強く接統板を締め付けることができる。素子 2 の固定コイル電流は自蔵の 0.5 級電流計で, 概略値を読み取ることができるが, この値を正確に測定する必要があるときは SH の接統板をはずし, 分流器を接続してその電圧降下を電位差計で求めることができるようにした。なお接統板は自蔵する電流計を短絡することもできるが, 通常はこれを開いておかねばならない。Fig. 6・2・11 は倍率器の構成を示す。可動コイル電流は定格 25 mA , 従って 50 V タップの電圧回路の抵抗値は $2000\ \Omega$ だから, 可動コイルの抵抗値を R_m とするとき, この倍率器の 50 V タップの抵抗は $(2000 - R_m)\ \Omega$ となる。一方素子 2, すなわち直流側は, これに相当する部分の抵抗が一部可変になっている。すなわち基準位置では上と同様の $(2000 - R_m)\ \Omega$ であるが, これを中心に抵抗値が増減できるようにして, 電圧一定の場合, 電流を変化させ, 固定コイル電流が一定なら, 素子 2 のトルクを調整できるようにしている。調整抵抗は 1 ノッチそれぞれ $10\ \Omega$, $1\ \Omega$, $0.1\ \Omega$, で 10 ノッチよりなるレ

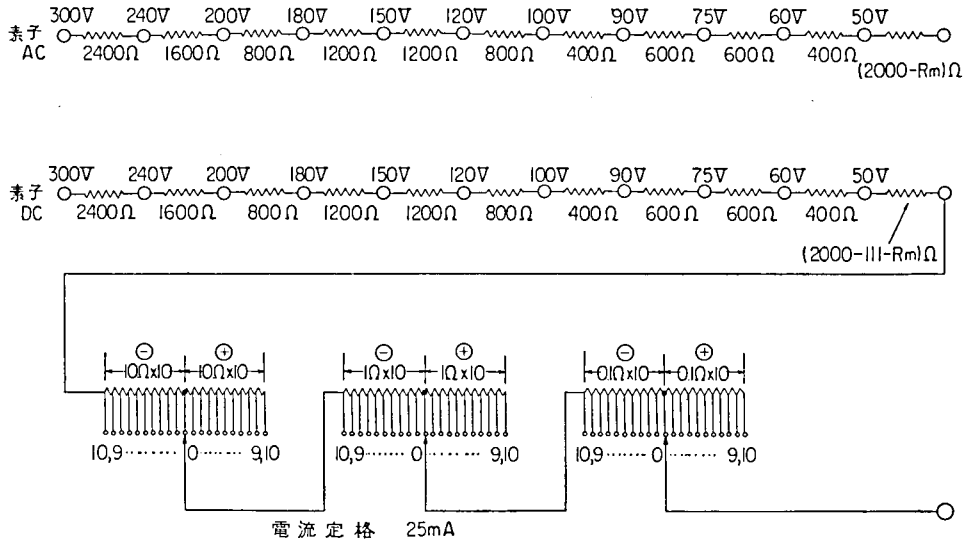


Fig. 6・2・11

ンジあり，基準値より抵抗値を増減できる。ブラシ接点は，その移動により回路が中断されずに次の接点に移るようになっている。これはトルクの平衡を破らぬために必要となってくるのである。なお $R_m \cong 24.96 \Omega$ であるが微細な変更を予定している。

6・3 標準電力計

(1) 概 説

標準供給の面で既述の如く，中核的な立場にあった従来の 0.2 級計器に代る新しい標準計器で，光式式を採用した 0.1 級計器である。

(2) 設計の基本構想

原理的には Siemens 光式電力計を基礎に我々の使用目的に適する構成にしている。従って Weston 社，および，その型態の流をくむ YEW 社の 0.2 級計器とは異なったものとなっている。

電流計の可動コイルは引張懸吊支承とし光式と併用することにより，消費 VA を小にし，感度を高め，尖軸一軸受支承型にみられる摩擦誤差の影響を皆無にする。

コイル系は外部平等磁界に対し，無定位機構とし，しゃ磁壁の使用をさけ，これの磁気的特性のおよぼす影響をさける。読取精度を上げるため，目盛長を拡大するが，計器占有面積が大きくなるので，2 段目盛を採用する。

(3) 定格の選定

従来の 0.2 級電力計は主として 150 V, 5 A (p.f.=1) の定格であった。検定標準の分野では 100 V, 5 A すなわち 500 W の点が使用され，その精度が問題となることが多い。上記定格の 0.2 級は 750 W が最大目盛であるから，500 W がその 2/3 に当り，読み取りの不正確度は定格値のそ

れの 1.5 倍になる。さらに 100 V, 5 A で $\text{pf}=0.5$ として力率の影響をたしかめるためには、500 W の 1/2 すなわち 250 W の点、つまり定格値の 1/3 の点を試験点に選ばなくてはならず、読み取りの不正確度は最大目盛のその 3 倍に達する。従って例えば交直流比較器で、力率の影響を求めるにも、この点では被試験計器の読取精度が悪いため、校正の際にも 4 桁目の数字の意味が失われる場合を生ずる。従って検定標準関係に本電力計を使用する場合、最高精度が得られるよう、定格を定めるべきである。一般の計器試験にそなえて、各種の電圧レンジが必要であるが、これは外附倍率器を利用すればよい。著者は定格を次のように選んだ。

電圧 200 V, 100 V

電流 5 A, 2.5 A

外附倍率器による電圧レンジ

300, 240, 180, 150, 120, 90 V

ここに 180, 90 V は Siemens 光示式電力計と比較する場合を想定している。

使用周波数上限は航空機用計器の試験をも想定して 500 c/s とする。

(4) 機構の概要

駆動型式

電流計型、横型無定位方式

可動部支承型式

引張懸吊方式

制御型式

渦巻スプリング方式

制動型式

空気制動方式

読取型式

光示式、2 段目盛方式 (400 mm. max.)

構成材料

コイル系近傍には金属の使用をさけ、支持用構成材料は変形の恐れのない電気抵抗の高い材料を使用する。

倍率器

十分エージングしたマンガン線抵抗で構成し、時定数は 100 V 端子で 10^{-9} 以下とする。

電流レンジの切り換え

固定コイルの直、並列切り換えによる。この切換装置は従来プラグ方式が多い。接触の完全なプラグは工作技術上仲々得難く、殊に量産化する場合は問題である。接触抵抗の変化の及ぼす影響は § 6・2 (6) において述べている。光示式計器の場合、光源ランプの位置が近いので、その熱により、プラグが漸次ゆるんで、接触不安定を生ずることを経験したので、我々はプラ

グ方式をとらぬこととした。結局 GE 社の CT の短絡板、或いは H & B 社の電流レンジの切換方式が、操作の簡便さと、接触の安定さの点から好ましいので、これを採用した。Fig. 6・3・1 (a) は回路、(b) はこの切換機構を示すもので、ネジの締め付けによって、2 点間が閉じ、ネジをゆるめた状態で開かれる。

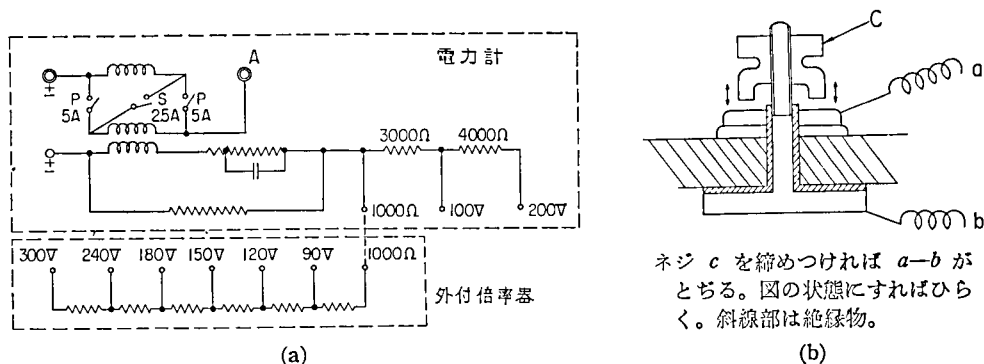


Fig. 6・3・1

外付倍率器の接続

Fig. 6・3・1 (a) の 1000Ω タップに外付倍率器は接続することができる。この端子よりみた計器内部抵抗が既知なため、専用倍率器以外の任意の抵抗をつなぎ、任意の倍率を得るのに好便でもある。

目盛板および目盛

Fig. 6・3・2 に示すような 2 段目盛、対角線目盛であり、最大目盛および零位にはそれぞれ延長目盛を設ける。目盛長は定格値で 200

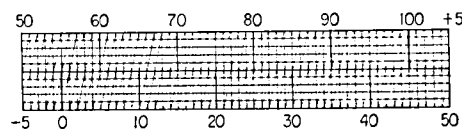


Fig. 6・3・2

mm の 2 段であるから、最大目盛は 1 段の 400 mm に相当する。延長目盛を設けた理由は、最大目盛で補正率が \oplus となる計器を校正する場合、この計器と標準器が同一定格であれば、標準器の指示は最大目盛を越えるため、指示を読むのが能率的であるし、被試験計器の内部位相角が誘導的な場合、その計器を零力率で指示を零にさせると、もし我々の標準器の内部位相角が零であれば、標準器の指示は零より \ominus 方向に偏れる。しかもこの値は電力計の試験、或いは使用上重要な意味をもつので十分正確に読み取りたいからである。

第 6・1 表は Siemens 光式電力計、YEW 0.2 級と本試作計器を対比したものである。

第 6・1 表

| | ① 0.1 級試作 | ② 0.2 級 Siemens | ③ 0.2 級 YEW | 備 考 |
|-------------------------------------|--|----------------------------|----------------------------|-----|
| 1. 構 造 | | | | |
| 駆動方式 | 電流力計 (無定位) | 電流力計 (無定位) | 電流力計 (遮磁) | |
| 可動部支承方式 | 引張懸吊 | 引張懸吊 | Pivot-軸受 | |
| 指示方式 | 光示式 (2 段目盛) | 光示式 | 指針式 | |
| 重 量 | 5 kg | 2.6 kg | 13.5 kg | |
| 2. 定 格 | | | | |
| 電 圧 (V) | 200/100 | 180/90 | (300)/150 | |
| 1000 Ω 端子に倍率器 外付の電圧レンジ(V) | 300, 240, 150, 150, 120, 90, 75, 60 | 300, 200, 150, 100 | — | |
| 電 流 (A) | 5/2.5 | 5/2.5 | 5/2.5 | |
| 電流レンジの切換 | ネジの締付 | プラグ | プラグ | |
| 力 率 | 1 | 1 | 1 | |
| 3. 延長目盛 | 0 より \ominus 方向へ最大目盛より \oplus 方向へ | なし | なし | |
| 4. 目盛読取範囲 | | | | |
| 検定標準用 (500W) 100 V, 5 A | $\cong 0, 1/2$ 目盛, 最大目盛 | $\cong 0, 1/2$ 目盛, 最大目盛 | $\cong 0, 1/3$ 目盛, 最大目盛 | |
| 計器校正用 | 全目盛 (-10+110) | 全目盛 (0~150) | 全目盛 (0~150) | |
| 5. 摩 擦 | なし | なし | あり | |
| 6. 視 差 | なし | なし | あり | |
| 7. 読取精度 | | | | |
| 目 盛 長 (mm) | 400 (=200 \times 2) | 150 | 290 | |
| 最小目盛巾 (mm) | 0.8 | 1 | 0.9 | |
| 目盛劃線上の読取精度 | 光指標幅の 1/3 | 光指標幅の 1/3 | 指針幅の 1/3 | |
| 8. 零位の移動 | <0.01% | ほとんど検出できず | 0.3 mm 以下 | |
| 9. 電氣的特性 | | | | |
| 交 直 差 | <0.02% | 0~0.03% | <0.1% | |
| 力率の影響 | <0.05% | 0.03~0.05% | <0.1% | |
| 電流の影響 | なし | なし | もつものあり, <0.03% | |
| 温 度 特 性 | 0.05%/10°C | 0.1%/10°C | 0.1%/10°C | |
| 消 費 VA (VA) | 0.3, 1.7 | 0.3, 2.7 | 5.5, 7.5 | |
| 周波数上限 | 500 | 500 | 100 | |

§ 7 む す び

昭和 25 年にこの問題に着手し、昭和 39 年に至る経過を電流計標準器を中心として報告をまとめた。

結果および効果は以下に要約される。

- 1) 標準器群による標準確立方式を提案している。
- 2) この方式の実現のために標準器を逐次整備した。
- 3) 現有標準器による標準の精度は略 0.02% である。
- 4) 電流計型標準器により各種試験を実施した。すなわち電流計の誤差解析を行ない、試験結果の解明、特性向上に資料を与えた。

i) 0.2 級、0.5 級電力計の力率特性、交直差試験は各検定局所の標準器および検定用 0.5 級について実施した他、依頼試験に応じた。

昭和34年実施の全検定局所の標準器試験に際してはマスター標準器の交流試験を実施した。

ii) 25 cm エプシュタイン用低力率電力計（珪素鋼板委員会）の特性試験を行なった他、低力率電力計の依頼試験を実施。

iii) 測光用電力計の特性試験を実施。

さて今後に残された課題を簡記すれば

- i) 1 次標準としては比較誤差のさらに厳密な解析をすすめること。例えば電流計型と静電型の差は静電型の極板の酸化皮膜の影響もその一つの要因と考えられるが、これも厳密にはとらえられていない。
- ii) 標準器群の必要最低数の評価（個々の標準器の質に関係がある）と絶対測定法の評価。
- iii) 実用標準器は自動平衡による能率化を目標とすべきであるが（着々実施されつつある）、1 次標準器はむしろ校正の完璧性が期待されることに設計の重点が置かれねばならぬ。
- iv) 熱電対標準器の開発は当然着手しなければならぬが、現状では熱電対自体の基礎的研究と製作が先決問題である。

なお静電型を中心とした総合報告は別途公刊されることとなる。

交流標準の整備は僚友山崎亨技官の多年にわたる密接なる協力のもとにすすめてきたものであり、この結果も試作、実験等に示された同氏の手腕に負うところが多い。記して感謝の意を表する次第である。なお、引続き今後の追究、開発を望むものである。

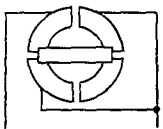
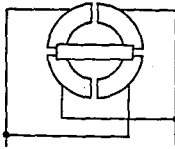
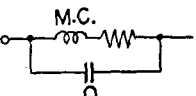
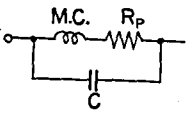
終りに、鈴木重夫（安川電機）、青木敏男（関西電力）、内藤正（東工大）、井上弥治郎の歴代部長、並びに特に西野治（東大）、池田三徳司（大崎電気）両博士、及び大藤高文（日本電気計器検定所）、成田賢仁（九大）、大森俊一の各氏のほか旧計測研究室各位の御指導に厚く御礼申し上げる次第である。なお藤木久男（ハチマン電子）、笹岡健三（横河電機）、久茂田忠男（島津）、池辺常刀（東京精密測器）、東海慎造（東英工業）、その他の諸氏の御協力にも謝意を表する次第である。

文 献

- (1) 岩村: 計測, 11, 10, 1961-10, 616.
- (2) Niegel W.: AEG. Mit., 50, 819, 1960, 345.
- (3) Robinson P. B.: Com. & Elec., 1960, 49, 1960, 197.
- (4) 岩村, 山崎: 電試調報, 147, 1957-12.
- (5) Drysdale C. V.: Electrician, 46, 1900, 774.
- (6) " : " , 55, 1905, 429.
- (7) " : JIEE, 44, 1910.
- (8) Rosa E. B.: Trans. AIEE, 31, 1912.
- (9) Schultze H.: Z. f. Inst. Kunde, 1906, 147.
- (10) " : " , 27, 3, 1907-3.
- (11) Northrup E. E.: J. Franklin. Inst., 166, 1908, 115.
- (12) Rayner E. H.: JIEE, 59, 1921, 138.
- (13) Paterson C. C., E. H. Rayner, A. Rinnes: JIEE, 51, 1913, 294.
- (14) Compton A. H., K. T. Compton: Physical Review, 14, 2, 1919, 85.
- (15) Harris F. K.: JRNBS, 3, 3, 1929, 445.
- (16) Silsbee F. B.: JRNBS, 8, 1932, 217.
- (17) Pork J. H., A. B. Lewis: JRNBS, 25, 1950, 545.
- (18) Schotter G. F., H. D. Hawkes: PIEE, 93, Pt. II, 1946, 314.
- (19) Hermach F. L., E. S. Williams: JRNBS, 52, 5, 1954, 227.
- (20) 山口: 電試研報, 567, 1958-5, 46.
- (21) 角野, 中川: 電試彙報, 2, 3, 1938-3, 131.
- (22) 岩村, 山崎: 昭 29 連大予稿 68, 1954-4.
- (23): 岩村, 山崎: 昭 31 連大予稿 105, 1956-4.
- (24) 電試ニュース: 109, 1959-2.
- (25) 成田, 岩村, 山崎: オーム, 46, 7, 1959, 799-805.
- (26) 文献 ④:
- (27) 矢幡, 藤本: 島津評論, 6, 1, 1949, 40.
- (28) 岩村, 山崎, 佐々木: 昭 38 連大予稿, 1963-4.
- (29) 岩村, 山崎: 昭 35 連大 158, 1960-7.
- (30) 高野, 古沢, 白井: 電試彙報, 24, 1960, 913.
- (31) 電気試験所: 型式試験規程.
- (32) Haugue B.: A. C. Bridge Methods, 1946.
- (33) Astbury N. F.: Phil. Mag., 26, 1938, 507.
- (34) Haugue B.: A. C. Bridge Methods, 1957, 116.
- (35) Friedl R.: Z. für Instrumentenkunde, 67, 12, 1959, 318.

附 録

調査報告第147号正誤表

| 頁 | 行 | 誤 | 正 |
|----|-------------|---|---|
| 1 | 下 3 | 電流計型交流…… | 電流計型交流…… |
| 6 | 下 2 | 0.02~0.03%各素子の…… | 0.02~0.03%, 各素子の…… |
| 7 | 上 14 | しからば熱電型比較器…… | しからば熱電型比較器…… |
| 13 | 上 3 | S_s : 中央より…… | R_s : 中央より…… |
| 13 | 第7図 |  |  |
| 19 | 第10図 (d) |  |  |
| 21 | 上 1 | 高導磁率の…… | 高透磁率の…… |
| 23 | 下 6 | $\Delta P/P = \omega \tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \phi_r / E_0 I_0 + \dots$ | $\Delta P/P = \omega \tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \phi_r / (E_0 I_0 + \dots)$ |
| 28 | 下 9 | i_2' と I および…… | i_2' と I_s , および…… |
| 30 | 下 3 | ……角度位の…… | ……角変位の…… |
| 30 | 第29図 | Dynamom e | Dynamometer |
| 32 | 第32図 | ベツト | ヘッド |
| 34 | 第34図 | 下から11行目 第34図の右の“(b)”を削除 | |
| 34 | 上 2 | 電位差で規定…… | 電位差計で規定…… |
| 35 | 下 8 | 先に. 31. 3 で…… | 先に 3. 1. 3 で…… |
| 37 | 上 13 | ……示す如くを考えると, | ……示す如く考えると, |
| 37 | 下 10 | ……誤差問題がとなったが, | ……誤差が問題となったが, |
| 38 | 上 1 | 角度位を…… | 角変位を…… |
| 38 | 下 15 | P の影響も…… | p の影響も…… |
| 38 | 下 3 | Electrometer | Electrometer |
| 38 | 下 1 | (次頁下段へ……) | (p. 40 下段へ……) |
| 45 | 下 9 | 取付鏡についている…… | 取付けた鏡についている…… |
| 47 | 上 9 | (1) 補償型…… | (i) 補償型…… |
| 48 | 下 3 | ほぼ10mAに疎調整……, それぞ れ疎密の…… | ほぼ10mAに粗調整……, それぞ れ粗密の…… |
| 49 | 下 9 | heater 交流-起電力…… | heater 電流-起電力…… |
| 51 | 下 11 | 接續部分の…… | 接續部分の…… |

| 頁 | 行 | 誤 | 正 |
|-----------|-------------|---|---|
| 51 | 下 2 | audiofrequency tests National…… | audiofrequency tests; National… |
| 53 | 下 4 | ………を接ぎ. この直流電流……… | ………を接ぎ, この直流電流……… |
| 54 | 下 7 | 偏れをよみ. 被試験……… | 偏れをよみ, 被試験……… |
| 54 | 下 6 | 20kc 附近……… | 20kc/s 附近……… |
| 54 | 下 4 | NBS には……… | NBS では……… |
| 56 | 下 7 | Wechselstrom. -Spannung | Wechselstrom-Spannung |
| 57 | 下 3 | Eicheichrichtung | Einrichtung |
| 67 | 第77図 (a) | R ₁₈ 84Ω Platinum ……… ……… T ₁ X ₁ PO. T1557 X ₁₀ PO. A1194 S. L. 8 No. 26V | R ₁₇ 84Ω……… ……… ……… T ₁ ×1 PO. T1557 ×10 PO. A1194 S. L. 8 No. 2, 6V |
| 61 | 第71図 (a) | 18 10 20 | 18 19 20 |
| 69 (c) | 第77図 | R ₁₇ 1.5Ω VR ₃ 300Ω C ₄ 0.1Ω R ₃ と R ₁₄ との間にある“移相回路” | R ₁₇ 1.5kΩ VR ₃ 200Ω C ₄ 0.1μF を削除 |
| 72 | 上 11 | 発展されたものでて全て……… | 発展されたもので全て……… |
| 72 | 上 13 | μ-metal | Mu-metal |
| 75 | 上 8 | $J_a^b = \frac{(\quad) - AC \text{ における } b \text{ の値}}{(\quad)}$ | $J_a^b = \frac{(\quad) - (AC \text{ における } b \text{ の値})}{(\quad)}$ |
| 77 | 下 2 | 存続する……… | 存続する……… |
| 77 | 第82図 | R | R _h |
| 78 | 下 2 | 交献 | 文献 |
| 80 | 上 10 | ………を次改造逐しつつ……… | ………を逐次改造しつつ……… |
| 80 | 第13表 最下段 | 熱型交通比較器 | 熱型交直比較器 |

Dec., 1957

General Review of Maintenance of
Alternating Current Standard

by

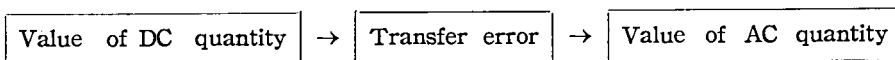
Mamoru IWAMURA and Toru YAMAZAKI

SYNOPSIS

The basic electrical units are determined by the absolute measurement. As this procedure is too troublesome and laborious to apply in practical measurements, we employ the comparison measurement. In this case there must be the standard which the unknown quantity is compared with. The original practical standards of DC quantity are the Weston-Cell and the standard resistor, the former being the standard of voltage and the latter the standard of resistance. Thus we can measure Voltage, Current, and Power precisely by means of a potentiometer and its accessories in conjunction with the above two standards. As the sufficient accuracy, say 0.01%, can be obtained easily in DC measurement, the DC standardization is satisfactorily established.

On the other hand in AC measurements we have not such a voltage standard as the Weston-Cell in DC measurements. Therefore we can not determine the value of AC quantities, such as Voltage, Current, and Power. Then we employ the transfer system. The AC effective value is transferred from the DC value with a AC/DC transfer instrument. Then we may think what we call the transfer instrument is an AC standard. So far as is known, the instrument makes use of the electro-

magnetic force between 2 currents, electrostatic force, or thermal phenomena which have the same response to DC and AC. For this purpose we commonly use the dynamic, static, and thermal type instruments because of their suitability for transfer system. If these instruments had ideal performance, the AC quantity would be exactly transferred from that of DC. Though none of these instruments is thoroughly free from errors as a transfer instrument, the error of each type may be made very small and residuals are sometimes calculable. Therefore the value of AC quantity depends on the value of DC quantity and the transfer errors of these instruments as follows:



Then the accuracy of AC measurement is determined by the factors as follows:

1. The accuracy of DC measurement
2. The accuracy of transfer instrument :—
 - The stability of transfer instrument
 - The sensitivity of transfer instrument
 - The accuracy of determination of transfer error
3. The stability of supply sources.

The first may be considered to be sufficient. But the others are not sufficient to approach the resultant accuracy 0.01%. Those who are engaged in the establishment of AC standard have made efforts to develop this subject, and many trials have been performed.

The greatest difficulty with this subject is to determine the transfer error. Many and various types of transfer instruments, errors of which are calculated and recognized to be very small, are compared with each other. But even in such a case, the transfer error of the original transfer instrument is assumed to be zero, or of negligible small, though not absolutely determined. Consequently the accuracy of determination of transfer error at present depends upon the above comparison. Therefore it is not too much to say that the AC standards are maintained by groups of these instruments. Recently the importance of electrical measurements in industry has been greatly increased, and accurate measurements have been required in every field of industry. For example, a user of a good instrument over the range of frequencies between 50c/s and 20kc/s expects an accuracy of 0.1%. In order to satisfy these requests in industry we must succeed in achieving the transfer instrument that makes a very close approach to the ideal performance and in establishing the AC standards with higher accuracy. We have been engaged in this subject at the Electrotechnical Laboratory since 1950 by the help and suggestion of Dr. O. Nishino (ex-Chief of 1st Standards Section, at present Prof. of Tokyo

University) and Dr. M. Ikeda (ex-Chief of Second Standards Section, at present Chief of Planning Section). This paper is a brief review of this subject. The important problems of this subject, and the references are given. We hope this paper is available for those who are engaged in calibration of instruments in Japan

The Summary of the contents is as follows:

1. The accuracy of AC measurement, the definition of transfer error we employ, and the method of determination of transfer error etc. are described.
2. Historical aspects of development of transfer instruments, — dynamometer, static, thermal, and other types, — are given.
3. A brief aspect of supply sources for accurate measurement is described.
4. AC standards of several countries are described.

We think that NPL stands on the top level in every field of this subject owing to its equipments and experiences, and that NBS is excellent in the field of thermal convertor.

We have an interest in the new trial in NSL, and in the new equipments of PTB. We have three transfer instruments, that is, a dynamometer type comparator (No.1) (a Silsbee type dynamometer) which is regularly used to calibrate 0.2 class (JIS)* instruments, a quadrant electrometer (No.1) which is used in zero method to balance the torque due to the AC power, with that due to the square of DC voltage and a thermal instrument (Shimadzu Seisakusho Ltd.) which consists of 2 differentially connected thermal convertors. Founding on these experiences we made a plan to construct AC standardizing equipments in order to satisfy the recent industrial request. A new quadrant electrometer (No.2) has been built up, and a new dynamometer type comparator (No.2) (astatic dynamometer—ring type magnet-moving coil type) is under construction for the purpose of the calibration of 0.2 class (JIS)* instruments.

5. AC Standards in Future.

Two types of transfer instruments nothing to say stabilized supply sources for accurate measurement must be equipped. One is used for the maintenance of standard, the other is regularly used for calibration of 0.2 class (JIS)* instruments. The standard instruments to measure amplitude and phase difference, which can be caribrated with DC or by time measurement, will take the place of present transfer instrument of voltage, current, and power. The system of standardization will be more simplified.

* Japanese Industrial Standards.

目 次

第1章 序 論

| | |
|----------------|---|
| 1.1 はしがき | 1 |
| 1.2 交流標準確立の必要性 | 1 |

第2章 交流標準の維持法

| | |
|------------------|----|
| 2.1 概 説 | 3 |
| 2.2 標準の確立と維持 | 3 |
| 2.2.1 交直流精密比較装置 | 4 |
| 2.2.2 直 流 較 正 | 5 |
| 1. 電流較正の確度 | 5 |
| 2. 電圧較正の確度 | 5 |
| 3. 電力較正の確度 | 6 |
| 4. 直流較正の確度 | 6 |
| 2.2.3 比較誤差の決定 | 7 |
| 2.2.3—1. 比較誤差試験 | 7 |
| 2.2.3—2. 電 圧 標 準 | 9 |
| 2.2.3—3. 電 流 標 準 | 9 |
| 2.2.3—4. 電 力 標 準 | 9 |
| (i) 力率1の試験 | 10 |
| (ii) 力率0の試験 | 11 |
| (iii) 任意力率での試験 | 13 |
| 2.2.4 電源の安定度 | 14 |
| 2.3 む す び | 14 |

第3章 交直流比較装置

| | |
|-----------------|----|
| 3.1 電流力計交直流比較装置 | 16 |
| 3.1.1 概 説 | 16 |
| 3.1.2 電流力計の誤差 | 16 |

| | | |
|-----------------|-------------------|----|
| 3.1.3 | 電流力計型比較器の構造に関する提案 | 24 |
| 3.1.4 | 古典的電流力計 | 25 |
| 3.1.5 | 近代の比較器 | 29 |
| 3.1.5—1. | 偏読法によるもの | 29 |
| 3.1.5—2. | 差動法および零位法によるもの | 31 |
| 3.2 | 静電型交直流比較装置 | 36 |
| 3.2.1 | 概観 | 36 |
| 3.2.2 | 静電電圧計 | 36 |
| 3.2.3 | 象限電位計 | 37 |
| 3.3 | 熱型交直流比較装置 | 44 |
| 3.3.1 | 概説 | 44 |
| 3.3.2 | 熱線型比較器 | 45 |
| 3.3.3 | 熱電対型比較器 | 47 |
| i | 補償型熱電対交直比較器 | 47 |
| ii | 差動型熱電対比較器 | 49 |
| iii | 高確度熱電対交直比較器 | 50 |
| iv | 光電式交直比較器 | 56 |
| v | ブリッジ式交流標準器 | |
| 3.4 | その他の型式の交直流比較装置 | 61 |
| 3.4.1 | 可動鉄片型交流標準器 | 62 |
| 3.4.2 | ブラウン管直視型交直電圧比較器 | 63 |
| 第4章 精密測定用電源 | | |
| 4.1 | 概説 | 64 |
| 4.2 | 回転機方式 | 64 |
| 4.3 | 電子管方式 | 66 |
| 第5章 諸外国の交流標準の現状 | | |
| 5.1 | イギリス | 71 |
| 5.1.1 | 電圧標準 | 71 |
| 5.1.2 | 電流標準 | 71 |

| | |
|------------------|----|
| 5.1.3 電力標準 | 72 |
| 5.1.4 電 源 | 72 |
| 5.2 南アフリカ | 73 |
| 5.3 ア メ リ カ | 73 |
| 5.3.1 電 圧 標 準 | 73 |
| 5.3.2 電 流 標 準 | 74 |
| 5.3.3 電力標準 | 74 |
| 5.3.4 電 源 | 74 |
| 5.4 フ ラ ン ス | 75 |
| 5.4.1 電圧計と熱電対の比較 | 75 |
| 5.4.2 電位計と熱電対の比較 | 76 |
| 5.4.3 電圧計と電位計の比較 | 76 |
| 5.4.4 熱電対と電流計の比較 | 76 |
| 5.4.5 熱電対と電力計の比較 | 77 |
| 5.4.6 研究の方向 | 77 |
| 5.5 ド イ ツ | 77 |
| 5.6 オーストラリア | 79 |
| 5.7 そ の 他 | 79 |
| 5.8 わが国の現状 | 79 |

第6章 交流標準の将来の動向

| | |
|----------------|----|
| 6.1 概 説 | 83 |
| 6.2 標準器の型態 | 83 |
| 6.2.1 電圧, 電流標準 | 83 |
| 6.2.2 電力標準 | 83 |
| 6.3 電 源 | 84 |
| 6.4 絶対測定の可能性 | 84 |

第7章 結 論

文 献

交 流 標 準

— その 発 展 と 現 状 —

第1章 序 論

1. 1 は し が き

我々が普通に取扱い測定は比較測定法である。これは周知の如く未知量を標準量と比較する方法であり、標準量を具体的に与えるものが標準器である。標準の確立、維持とは、標準器を定め、且つこれに与えた値の維持を計ることである。こうして標準が定まつてはじめて精密測定の基礎が定まるのである。現在直流標準は確立され、実用上ほぼ 0.01 % の確度で、電圧、電流、電力の測定が行われている。一方交流では標準の問題はなお完全には解決されていず、努力の余地を残している。わが国の交流標準に関する詳細な報告は別の機会にゆずり本報告は、標準確立の経緯を回顧し、併せて欧米諸国の現状を眺め、従来この種の調査、解説が部分的なものに限られていたことを補つて総合的に述べ、交流標準確立維持上の問題点を明かにしている。なお拙文が測定に関係される方々の参考ともなれば幸いである。

1. 2 交流標準確立の必要性

産業並びに学術上に及ぼす電気測定的重要性が今日程新な認識をもつて迎えられた時はない。そして標準の確立維持が測定全般にわたつての基礎であることもいう迄もない。

直流では標準電池、標準抵抗器をそれぞれ、電圧、抵抗の実用標準として、分流器、分圧器等を使い、電位差計により精密測定は実用上極めて満足に為し得、操作も概して簡単であるから一般の測定器の較正は極めて容易に行われる。即ち電圧、電流、電力の直流標準は確立されている。従つて残された問題は確度の向上よりはむしろ操作の自動化とか、直流電源のエリミネータ化という測定操作、電源保守法の改善にある。

しかるに実用上は直流に比し交流の使用される場合が多く、交流用測定器を較正する確度を上^{註1}

註 1 交流測定の確度という意味には色々な解釈ができる。これは確度の定義が一定していないからである。筆者は確度とは真値即ち普通真値として採用される極めて確からしい値からの相違の度合を示すものと考えている。今これに基づいて交流測定の確度を具体例を引いて説明する。

ある交流の値を一つの交流標準器で何回も測定し、その root mean square error が 0.02% であつたとする。普通この繰返精度を単に交流測定の確度と考えるようである。(一般の測定では probable error を考えてもよい) 文献によつてはこれの値のみを表示している場合もある。しかるに標準器自体の値はその直流較正の確度が 0.01% であり、更に交流直流の比較誤差* が 0.02% であるとする、標準器としての確度、即ち直流値を交流へ移す操作の確度は $0.01 + 0.02 = 0.03(\%)$ である。従つて前の交流測定の際の root mean square error と組合せて交流測定の確度(交流標準の意)は、 $0.03 + 0.02 = 0.05(\%)$ となる。即ち絶対値からの相違はこの範囲内では必ず保証されることになる。(次頁下欄へ続く)

げる事が望まれる。その具体的な要望は次の如くである。

- (1) 需給計器の誤差は直接電気料金に関係するため、その特性並びに検定確度に対する産業界の関心は極めて深い。近時需給計器の特性が向上するにつれ、許容誤差の規格は普通級の3%に対し、精密級は1%となり、検定確度向上の要望が一段と severe になるのは必然である。一般に電力量の標準は安定度の高い電力量標準器で維持され、^{註2} この較正には正確な電力値を与える必要がある。現状ではこれは0.2級電力計によるから、その較正確度を向上さす必要がある。
- (2) 技術的には如何なる交流電圧、電流、電力測定にも充分信頼しうる値を与えうる態勢にあることが望まれるが、例えば低力率電力、可聴周波電力等は0.2級電力計では、要望される測定確度で試験出来ない状態にある。^{註3} 従つてかかる場合にも対処しうる高確度の標準器が必要視される。
- (3) 個々のメーカーは交流標準器としては0.2級計器による場合が多く、この誤差が確認されない限りは、製作された測定器の較正試験成績の根拠も薄く、貿易等を控えて、外国製品と競う場合影響することも大きいであろう。しかし個々のメーカーで0.2級計器等の較正設備、交流標準の設備を完備することは、わが国の実情よりみても経済的に実行は困難である。^{註4} 従つて公的な機関で交流標準が与えられれば、かかる問題は合理的に解決されるであろう。

以上要するに0.2級計器を高確度で較正しうるような高級な標準器が望まれる訳である。即ち實際面で0.5級以下の一般計器は0.2級計器（電流力計型の所謂 Laboratory Type Instrument）が交流、直流で同一指示を与えると云う仮定のもとに、この直流較正值をそのまま交流較正值として採用しているのである。従つてこれを交流で直接に較正し、前記の仮定を検討する必要がある。こうして交流でも0.01%の確度で精密測定が可能ないように、交流標準確立の要請が生じ、これを具体的に実現することが今なお交流測定上の重要課題となつている。

本報告で採上げる交流標準は周波数範囲は商用周波数から20 kc/s迄、確度は略0.01%を目標とするものであることを予め断つておく。

従つて確度の向上は交流標準器については直流較正、及び比較誤差決定の確からしさを高めることに帰着する。

* 2.2.3 で述べる。

註2 検定標準の現状については例えば最近の文献

文献(1)回転標準器による誤差試験方法の現状 柿沼敏雄 技報 Vol.1 No.1 1957 p.19

註3 わが国においても航空機用電氣計器等数百 c/s で使用されるものの試験要求、或いは鉄損試験用電力計として力率 0.1~0.2 で目盛られたものの依頼試験、等も試験確度は 0.1%程度が要求される勢にある。

註4 公的な機関で標準を維持することは多くの国でも行われている。外国ではメーカーでも充分な設備を持つていようで、例えば Siemens 社の交流標準器は PTB*で現に計画中のそれと同様のもののようである。要するにメーカーにおいても標準は充分の信頼性をもつて維持され、公的な機関での標準は問題が生じた場合に一種の裁定権として意味をもち、常時依頼試験に応ずるといふことも少いようである。わが国ではメーカーに充分な設備が完備していない。従つて当所も一般の依頼試験にも数多く当る必要がある。

* 第6章参照

第2章 交流標準の維持法

2.1 概 説

理論的には Ampere Balance を用いて交流の絶対測定も可能ではあるが、絶対測定は大きな設備と努力を要する大事業で直流でも実用標準としては採用されていない現状にある。従つてそれ以上の困難性が予想される交流の場合これを採用することは無理である。事実直流では標準電池および標準抵抗器を実用標準器としている。前者は電圧標準であり、後者を利用すれば電流の標準が得られる。従つて電圧電流の積より電力の標準もまた容易に確立される。しかるに交流においては標準電池に相当するものが無いから、一種の仲介機構を経て直流値を精密に交流実効値に移す方法が採用される。この仲介機構を交直流精密比較装置 (AC/DC Transfer instrument, AC/DC Comparator)^{註5} (以下単に交直比較器と略称する) と呼び、これを交流標準器とする。そして例えば標準電池の場合と同様にこれら一群の標準器の相互比較によつて交流標準の確立、維持が行われる。上述の方法によるため当然測定確度は直流測定の確度よりは劣ることになる。ここで交流電位差計法が想起されるが、これの動作電流は直流では標準電池により規定出来るが、交流ではやはり厳密に規定出来ぬ欠点をもつ。即ち電流規定用には電流計型の電流計を使い、これが交流直流で同一指示を与えるという仮定にもとづいており、この条件下で交流測定が行われているに過ぎず、交流標準確立の必要性を内蔵している測定器である。従つて無損失測定の利点をもつにも拘らず測定の確度は高くを望めない。更に操作は直流電位差計に比して繁雑であり、交流電源の安定度の点からも、精密測定には適当していない。そこで上記のように交直比較器による方法が採用されているのである。

2.2 標準の確立と維持

交流値は交直比較器を仲介に直流値より移されるため、その操作の繰返精度を除けば、交流測定の確度は次の要素により決定される。

- (1) 直流校正の確度
- (2) 比較器の確度
 - (i) 比較器の安定度
 - (ii) 比較器の感度
 - (iii) 比較器の比較誤差
- (3) 電源の安定度

註 5 Messumformer, とか Thermal convertor, といったものも比較器という呼称で統一して述べた。

このうち(1)は現状では0.01%を望むことはさほど困難ではない。また(3)は測定に必要な時間の間、出力変動が0.01%以下であればよいことで、これを確認するには感度及び応答度のよい計器で変動を読めばよく、計器指示の絶対値は必要でない。要するに(1)、(2)(i)(ii)は殆んど満足のゆくものが得られるが、(2)(iii)は精密に定めなければならないにも拘わらず現状では絶対的に定めることは出来ない。そこで一群の標準器の相互比較によつて相対的な比較誤差が極めて微小であることを確めて、この範囲内で直流値を交流に移しうると考えるのである。この際各型式の標準器を輪番に取換えて基準器として比較を行うが、基準器の比較誤差は、理論的、実験的に求められるものはそれぞれ求めてある。しかしなお明確に定められぬ誤差が存在するため、このような相互比較によつて、比較誤差を決定する根拠を固めている。又(3)も完全とは云えない。

以下順を追つて全般的な手続を述べる。

2.2.1 交直流精密比較装置

交流、直流で同じように作用する電気磁気現象を想起する時、当然力及び熱の作用が浮び、電流計型、静電型、熱型の機構が考えられる。前二者は、交流、直流の作用を力に変換して比較を行うもので、電圧、電流の比較器としては2乗特性、電力の比較の際は1乗特性として働作する。後者は熱線型では電流量—機械量変換器であり熱電対型ではそれ自体が2乗特性の電流—直流電圧変換器である。更に電流—抵抗特性を利用した変換器も比較器に利用出来る。熱型は完全な2乗特性が得られぬため高精度での電力の比較には難点があるが、電圧、電流の比較には比較的装置が簡易化される。

その他の型式も考えられるが、一般には上記三型式が主流を占める。電圧、電流の標準はいずれか一方が定まれば他は交流標準抵抗器が得られれば、これによつて求めることが出来る。従つてかかる標準抵抗器もまた交流標準器と考えてよいが、交直比較器と異り、交流—交流変換器である。

ここで交直比較器としての具備条件を挙げると次のようになるのであろう。

(1) 高精度であること。

これは次の三つの条件を満たさねばならない。

- ① 高安定度を有すること。即ち長期間にわたり、使用条件の少々の変化に対して、比較器に与えられた値が殆んど変化しないこと。
- ② 被測量の0.001~0.01%の変化を容易に検出しうる感度を有すること。
- ③ 比較誤差が微小なこと。直流値を交流に移す仲介機構としては、当然交直流で全く同じように作用するか、或いは交直流による差異は極めて小さく且つ精密に既知でなければならぬ。

(2) 操作が容易なこと。

- ① 比較器自体の諸種の定数較正が極めて容易に出来ること。

② 被試験標準器、或いは被試験計器を校正試験する操作は少くとも直流電位差計の操作程度に容易なこと。

さて標準が確立されると、既述のように 0.2 級計器以下の校正試験を実施する機会もかなり多くなり、交直比較器も、単に標準維持専用にあてるものと、かかる実用試験専用のものとの二種考える必要がある。後者の場合には前記の具備条件の他に、構造が堅牢であることが強調される。即ち機械的外力に対して耐久度のあること及び電氣的にも過負荷容量に充分余裕がなければならぬ。また応答度を被試験計器のそれに等しくしうることが望ましい。

一般に構造上は電圧、電流標準器に比べ、電力標準器は交流における誤差因子が多く、これに対する配慮が必要になる。詳細は第 3 章以下に説明されるであろう。

2.2.2 直 流 較 正

比較器の直流校正試験は電位差計で行われる。

1. 電流校正の確度

標準抵抗の電圧降下を電位差計で測る場合を考える。

I_x : 被 測 電 流

E_c : 標準電池起電力

R_c : 標準電池温度特性補償抵抗

R_D : 電位差計抵抗

R_s : 標準抵抗

とすれば電位差計の働作電流は E_c/R_c に等しくとられているから当然

$$I_x = \frac{E_c}{R_c} \cdot \frac{R_D}{R_s}$$

普通直流精密測定^{註 6}の確度は 0.01 % である。もし E_c , R_c , R_D , R_s がそれぞれ 0.01 % の確度で校正されているとすれば、上式より電流測定の確度は 0.04 % であると云える。これは測定値を中心に起りうる最大誤差の点迄の巾を示すので、真値はこの巾を出ることは無いという限界である。確度の定義については議論の多い所であるが一応このような考え方をとつて記述を進める。高抵抗型になれば Otto-wolf 電位差計の如く R_c は R_D を流用するため、もし電圧降下測定の場合の電位差計抵抗の dial の位置が働作電流決定の場合のそれと全く同じ場合（最高位の桁の dial 使用の場合のみを考えれば先ず差支えない）に限つて、この R_c と R_D の影響は除かれるから全体の電流測定の確度は 0.02 % となる。そこで電流測定の確度は一般に 0.02 ~ 0.04 % である^{註 6}と考えることが出来る。

2. 電圧校正の確度

註 6 ここでいうのは真値との相違の起り得る最大のものをいい、如何なる場合もこの範囲内では保証されるという限度である。各素子の校正確度を一桁あげ 0.001 % であれば全体として 0.01 % は常に保証出来る。又確率的なものを考えれば本文のような場合にも 0.01 ~ 0.02 % 程度になる。

E_x : 被 測 電 圧

E_x' : 分圧器使用の場合の被測電圧

R_M, r_M : 分圧器の抵抗 $R_M \geq r_M \geq 0$

とすれば

$$E_x = \frac{E_C}{R_C} \cdot R_D$$

$$E_x' = \frac{R_M}{r_M} \cdot \frac{E_C}{R_C} \cdot R_D$$

R_M, r_M もやはり 0.01 % の確度で校正されているとすれば, E_x 測定 の確度は 0.03 %, E_x' のそれは 0.05 % となる. 実際には分圧器を使う場合の方が多いから, 一般的には 0.05 % と考えてよい.
^{註7}

3. 電力校正の確度

$$P = EI$$

P : 被測電力

E : 被測電圧

I : 被測電流

として電力測定 の確度は 1, 2 より 0.07 ~ 0.09 % となる.
^{註8}

4. 直流校正の確度 上述のように, 起りうる最大誤差の巾を考える時, 確度は相当悪くなる. 第 1 表はこれを示す. 確率的な考慮を加えた場合は基準となる標準電池起電力の値は一定としてもその校正の確度に応じ, それぞれ結果は異つてくる. 真値はこの限界を超えぬという意味を強調して初めのような考え方を採用している. ここで電圧, 電流, 電力をこの意味の確度で 0.01 % を望むことは, 各素子の校正を更に高確度で行う必要がある. まして交流値の決定の確

第 1 表

| 標準器, 測定器素子の校正確度 | 確度についての考え方 | 直 流 測 定 の 確 度 % | | |
|------------------------------|-------------------|-----------------|---------------|-----------------------------|
| | | 電 流 | 電 圧 | 電 力 |
| 電池, 及び各抵抗素子の校正確度 0.01% の場合 | 起りうる最大の誤差の巾を考える時 | 0.02 ~ 0.04 | 0.03 0.05* | 0.05 ~ 0.07 0.07 ~ 0.09* |
| | 確率的な考え方による場合 | 0.01 ~ 0.02 | 0.02 0.03* | 0.03 ~ 0.05 0.03 ~ 0.04* |
| 電池の校正確度 0.001% で他は上と同様の場合 | 起りうる最大の誤差の巾を考える場合 | 0.01 ~ 0.03 | 0.02 0.04* | 0.03 ~ 0.05 0.05 ~ 0.07* |
| | 確率的な考え方による場合 | 0.01 ~ 0.02 | 0.01 0.02* | 0.01 ~ 0.03 0.03* |

* : 分圧器使用

註 7 註 6 と同様な考え方である. 確率的な意味を考慮すれば分圧器使用で 0.025 % としてよい.

註 8 註 6, 7 と同様に考えている. 確率的意味を考慮すれば 0.02 ~ 0.03 % 各素子の校正が 0.001 % の場合は 0.01 % が保証される.

度 0.01 %を期待する以上、基準となる直流校正の確度は高くなければならず、上記より、各素子の校正は 1 桁下の 0.001 %の確度で実施することが望まれる。かかる測定は測定条件を厳密に規定出来る温湿度調整室の設備等、測定設備の完備が実現されねば不可能である。

2.2.3 比較誤差の決定

如何なる比較器も直流値を交流値に移す時の比較誤差が皆無であるとは云えない。しかし理論的に判っている誤差については別個に求めることが出来る。例えば電流計型の電圧回路の時定数による交流における誤差は回路素子を測定し計算して求めることが出来る。また遮磁壁等を生ずる渦流の影響は、被测交流を印加した状態で遮磁壁を着脱して、その際の指示の変化から実験的に定めることも出来る。しかし交流におけるかかる誤差解析にもものらぬ誤差が存在することもまた否定出来ない。従つて誤差解析によつて一応比較誤差を与えた各標準器を各型式のものについて相互比較して、いずれを基準にとつても比較誤差が極微であることを確める必要がある。即ち厳密な意味では比較誤差は定め難いものである。例えば電流計型電流標準器の比較誤差と云つても熱電対型比較器を基準にとつた場合の比較誤差、熱線型比較器を基準にとつた場合のそれという訳である。しかれば熱電対型比較器の比較誤差はどうか、と云えば、直流方向誤差が極めて小さくとも比較誤差は理論的に算出したに過ぎず、矢張り不確実さをもつており、或いは静電型、或いは電流計型の比較器を基準にとつた場合には比較誤差が幾許ということが判っているに過ぎない。結局は相互比較という方法に帰着している。すなわち相互比較の基準となつた標準器をあく迄誤差因子が小さくなるように設計し、その誤差も、判明し且つ実測、計算出来るものだけを確認しているに過ぎないのである。しかし各型式の多数の比較器についてこれを行う時、相互の比較誤差が極めて小さいことが実証されれば、ある限度について比較誤差の認定に信頼性を持つるのである。

1. 比較誤差試験 比較誤差の定義を次のように考える。ある標準器(比較器)の指示 N における真の交流値を N_{ac} 、真の直流値を N_{dc} とする時、比較誤差を σ_N としてと

$$\frac{N_{ac} - N_{dc}}{N} = \sigma_N$$

と表わす。今直流の校正率を Δ_N とすれば

$$N_{ac} = N_{dc} + N\sigma_N = N(1 + \Delta_N + \sigma_N)$$

となり σ は指示 N における一種の校正率と考えてよい。

さてこの比較誤差を決定するには通常二つの方法を考えることが出来る。

- ① 先ず被試験標準器(比較器)を試験指示値 n に合せる。この場合、scale は最小目盛り 1 mm が少くも被測量の 0.01 %に相当するものとし、指示はちようど目盛割線上にあるため極めて正確に合することが出来る。こうして直流校正をして真の直流値 n_{dc} を求めておく。次にこれ

と基準用の標準器(比較器)を接続して、同時に交流で動作させ、被試験器の指示は前と同じ n に合せ、基準器の指示を読む。基準器の指示は一般にはその scale 上の最小目盛劃線の間に來て劃線上に來る確率は少い。従つて被試験器指示を合せるのに比べ読み取りの誤差が大きい。この読みを N としよう。次に両者の接続をとき、基準器にのみ直流を加え、指示を N に合せる。 N が目盛劃線上にないためこれを精密に合せることは仲々困難で 0.005 % 程度近く影響を受けるかもしれない。そしてこの時の直流値を精密に測定する。これを N_{dc} としよう。 N における基準器の比較誤差を σ_N とすれば指示 N の時の真の交流電力は定義より

$$N_{ac} = N_{dc} + N\sigma_N$$

であり、同時に被試験器の指示 n の時の真の交流値である。すなわち $n_{ac} = N_{ac}$ 従つて

$$\begin{aligned}\sigma_n &= \frac{n_{ac} - n_{dc}}{n} \\ &= \frac{N_{ac} - n_{dc}}{n} \\ &= \frac{N_{dc} + N\sigma_N - n_{dc}}{n} \\ &= \frac{N_{dc} - n_{dc}}{n} + \frac{N}{n}\sigma_N\end{aligned}$$

しかるに $N \doteq n$

$$\therefore \sigma_n \doteq \frac{N_{dc} - n_{dc}}{n} + \sigma_N$$

ここで基準器の比較誤差 σ_N が既知であれば、被試験器の比較誤差は N_{dc} , n_{dc} の2回の直流較正值より求めることが出来る。

- ② 両器を接続した状態で同時に同一の直流で動作させ、被試験器の指示を試験点 n に合せ、この時の基準器の指示 N を読む。次に両器を同時に同一交流で動作させ、被試験器は前と同じ指示 n に合せ、この時の基準器の読み $N(1+\varepsilon)$ を読みとる。被試験器の指示を合せる時、前法に比して常に目盛劃線に合せることが出来るので高確度を得られる。さて被試験器の n 点の直流較正率を Δ_n 、基準器の N 点におけるそれを Δ_N 假定すれば印加された真の直流は両器とも同じであるから

$$n(1+\Delta_n) = N(1+\Delta_N)$$

n における比較誤差を σ_n 、 $N(1+\varepsilon)$ におけるそれを σ_N 、この点における直流較正は $\Delta_{N'}$ であるとすれば、指示 n 、及び $N(1+\varepsilon)$ において両器に印加された真の交流は等しいから

$$n(1+\Delta_n+\sigma_n) = N(1+\varepsilon)(1+\Delta_{N'}+\sigma_N)$$

両式より求むる σ_n は $n \doteq N$ 、他の文字は《1》であるから

$$\sigma_n \doteq \varepsilon + \sigma_N + \Delta_{N'} - \Delta_N$$

ε は極めて小さいから実際的には $\Delta_{N'} = \Delta_N$ と見做してよく、結局

$$\sigma_n \doteq \varepsilon + \sigma_N$$

で基準器の比較誤差 σ_N が判つていれば、単に基準器の読みの変化率 ε より被試験器の比較誤差を求めることが出来る。

以上二法をみれば測定操作の上から後者の方法が測定確度を高くとれるから、この方法を採用することが望ましい。実際には直流の転極による試験をも含めて交流→直流→直流（転極）→交流の4回を実施して直流の平均に対して比較誤差を求めるようにする。こうして比較誤差が決定出来れば直流値より交流値へ値を移すことが可能となる。

2. 電圧標準 電流計型、静電型、熱電対型、熱線型、およびブリッジ型の比較器が用いられ、熱電対型、ブリッジ型が主流を占める傾向にある。誤差を充分に検討した、例えば熱電対型では材料、構造を理論的に検討し、計算により予め比較誤差を求めておく。これらの比較器をそれぞれ基準にして他の比較誤差を求めると凡そ 0.01~0.03% 程度であることが確かめられている。従つてこの程度の範囲で直流値を交流に移すことが可能である。従来静電電圧計は電流計を基準にして比較誤差は 0.02~0.03% と云われていたが、後述するブラウン管型比較器によれば 0.01% 以下という報告もある。しかしこれもまた、構成素子の交流値は絶対的に定められたものではない。

3. 電流標準 電圧標準の場合と同様と考えてよい。交流標準抵抗器を用い、その電圧降下を静電電圧計で測ることも行われている。この場合、交流標準抵抗器もまた交流標準器であり、直流校正、時定数測定により交流値を決定している。現在用いられているものでは、使用状態で電流の自己加熱による抵抗変化が 0.01%, 50 c/s で位相角 0.3' 程度のものがある。

4. 電力標準 電力標準としては静電型、電流計型が用いられるが、その交流誤差を決定することは困難な問題である。電力計の指示を P_w , 負荷に消費される電力を P_L , 力率を $\cos \varphi$, 負荷電圧、電流を E, I とすれば一般に次式が成立^{註9}つ。

$$P_w = K_1 P_L + K_2 E I \sin \varphi + K_3 I^2 + K_4 E^2$$

ここで

K_1 : 力率1の時の誤差に関する係数。

K_2 : 主として内部位相角に関する係数。

K_3 : 主として電圧回路の抵抗に関する係数。

K_4 : 主として電流回路のコンダクタンスに関する係数。

K_1 は1に近い。 K_2 は0に近いように選べる。 K_3, K_4 は商用周波では殆んど0であるし、通常 $K_4 < K_3$ である。理想的な電力計では $K_1=1, K_2=K_3=K_4=0$ である。

今電流計型電力計について生ずる誤差項は如何に表わせるかを考えてみよう。商用周波で、誤差因子として、電流回路の時定数、電流コイル電流による渦流、電流、電圧コイル間の相互イ

註9 文献(2) Audio frequency power measurements by dynamometer wattmeter; A. H. M. Arnolde; PIEE Vol. 102 part B No. 22 1955 p. 197

文献(3) 交直流比較器 WSS 資-4 岩 村 衛 昭 31. 10

インダクタンスを採上げた場合、近似的に次の如く表わされる。これは既述の一般式で K_4 を無視した場合に相等する。

$$P_W = K_1 EI \cos \varphi + K_2 (EI \sin \varphi + \omega MI^2)$$

今 $\varphi = 0$, $\varphi = \pi/2$ とした時の指示をそれぞれ $P_{W\varphi=0}$, $P_{W\varphi=\pi/2}$ とすれば

$$P_{W\varphi=0} = K_1 EI + K_2 \omega MI^2$$

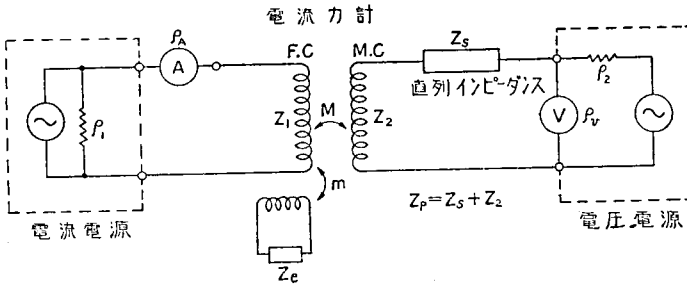
$$P_{W\varphi=\pi/2} = K_2 (EI + \omega MI^2)$$

左辺は既知であり、右辺は K_1 , K_2 を除き測定しうるから、 K_1 , K_2 を求めることが出来る。 $\varphi = 0$, $\varphi = \pi/2$ を実際に与えることは、純抵抗 R , 及び位相誤差のない L, M, C の標準負荷を用いることによつて行われる。

(1) 力率1の試験

電圧標準が得られれば交流標準抵抗を負荷として admittance 電流の影響を考慮して力率1における電力計の校正が出来る。第2図は電流計型電力計、および象限電位計を使つた電力計の標準負荷による力率1の試験回路を示す。標準負荷 R (既知) の消費電力はその端子電圧を定めれば正確に求められる。この電圧標準器はそれ自体一つの交直比較器で消費電力の極めて小さい静電電圧計が良く、被試験器の損失は予め測つておくことは云う迄もない。

註10 電力計を虚負荷で働かす場合の回路を第1図の様に考える。固定 coil 電流によつてのみ渦流が流れると考へた近似的な回路である、 $\rho_1 \gg \rho_A$, Z_1 で



第1図

ρ_v , $R_p \gg \rho_2$ のとき磁束を作る電流は近似的に

$$I_{\phi 1} = \frac{I_1 - j \frac{\omega M}{\rho_1} \cdot \frac{V}{Z_p}}{1 + \frac{j \omega m}{Z_e} + \frac{j \omega M}{Z_p}}$$

$$I_{\phi 2} = \frac{\frac{V}{Z_p} - \frac{j \omega M}{Z_p} I_1}{1 + \frac{j \omega M}{\rho_1}}$$

$$v = \sqrt{2} E \sin \omega t, i_1 = \sqrt{2} I \sin (\omega t - \varphi)$$

が与えられ、 $Z_p = R_p + j \omega X_p$, $Z_e = R_e + j \omega X_e$, 又 $\varphi M / \rho_1$ は極めて小さいとすると、近似的に

$$P_W = \frac{EI \cos \varphi + \tan \delta_W EI \sin \varphi - \tan \delta_W \varphi MI^2}{1 + \omega^2 k^2} = K_1 EI \cos \varphi + K_2 EI \sin \varphi - K_3 I^2$$

但し

$$k^2 = \tau_p^2 + \tau_p(\tau_{pM} - \tau_{em}) + (\tau_{em} + \tau_{pM})^2 + \tau_{em}\tau_e$$

$$K_1 = \frac{1}{1 + \omega^2 k^2}$$

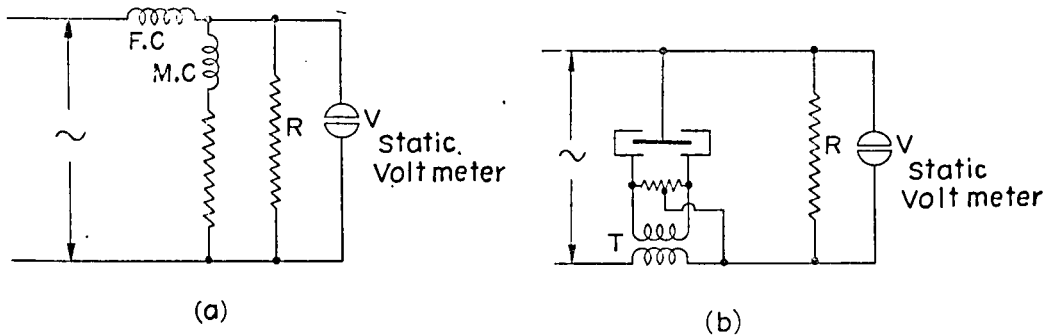
$$K_2 = \frac{\tan \delta_W}{1 + \omega^2 k^2}$$

$$K_3 = \frac{\omega M \tan \delta_W}{1 + \omega^2 k^2} = \omega M K_2$$

M は可動部の廻転位置により符号が異なる。

$$\text{又 } \tau_p = \frac{X_p}{R_p} \quad \tau_e = \frac{X_e}{R_e} \quad \tau_M = \frac{M}{R_p} \quad \tau_{em} = \frac{m}{R_e}$$

である。

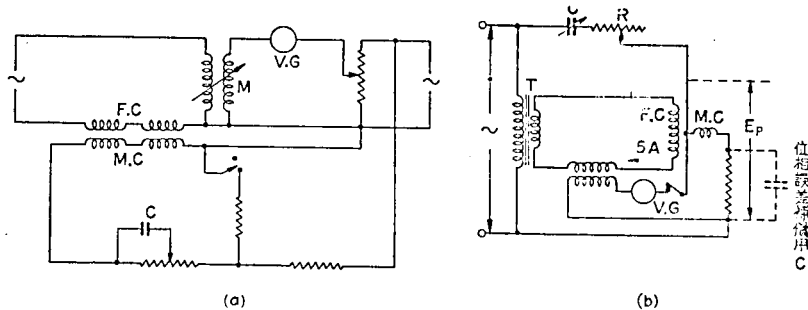


第 2 図

(2) 零力率試験

$\varphi = \pi/2$ を与えること。すなわち K_2 を定めることで K_2 は内部位相角に関係し、 $K_2 EI \sin \varphi$ は力率が低い程、すなわち φ が大となるにつれ大きくなる。従つてこの試験は電力計の最も重要な誤差である力率誤差を check

する意味をもつ。一般に使用条件より制限をうけるので L は温度特性のため殆んど用いられない。第3図は M を用いて象限電位計の力率誤差を check する場合を示す。明かに、両固定電極間の電位差と、可動翼と固定電極中点間の電位差は直角の位相にある。勿論 R, M の位相角誤差は0であるとする。電位計はこの場合殆んど0を指示すると云うことは位相誤差が殆んど無視出来る程度であることを示している。事実 20 kc/s 位迄は無視出来る。電流計の場合を第4図に示す。(a)は適当な移相器で電圧、電流間の位相を変え^{註11}



第 4 図

う。振動検流計 $V.G.$ で平衡を検出すれば、この時電圧電流は直角の位相にある。(b)の方が同一電源故平衡をとり易い。一般

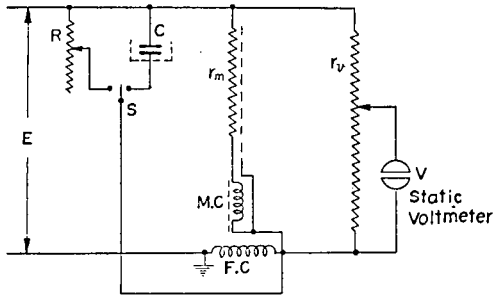
註11 文 献 (2) p.197

註12 文 献 (4) A precision electrodynamicmeter standard AC/DC transfer instrument.; J.W. Whittaker; PIEE Vol.101 Part II, No.79, Feb. 1954 p.11~20

註13 文 献 (5) The development of a sensitive precision wattmeter for the measurement of very small powers.; N. Halifax Searby; JIEE Vol.76 1935 p.205

* 図面中の FC, MC は夫々電流計の固定コイル(電流コイル)及び可動コイル(電圧コイル)を示す。
** 普通 150V 5A 定格で使用する。

に測定回路構成には loop をさけて誘導に留意する。第5図は標準コンデンサを負荷に力率0試験を行うものである。電力計の定格は電流は数



第5図

A, 電圧は 100 V 程度が普通であるから定格電圧, 電流を印加するには空気コンデンでは容量が不足し, 又紙コンデンサは損失, 安定性に劣るので普通マイコンデンサが用いられる。図は 10 μ F の標準マイコンデンサを使用している。

C: マイコンデンサ

R: 調整抵抗

r_m : 電力計電圧回路抵抗

r_v : 静電電圧計の抵抗

E: 印加電圧

とすればスイッチ S を右に倒した場合の指示 P_c は

$$P_c = \omega C E^2 \sin(\delta_c + \delta_w) + \frac{E^2}{r_m} + \frac{E^2}{r_v}$$

S を左に倒した時の指示 P_R は

$$P_R = \frac{E^2}{R} + \frac{E^2}{r_m} + \frac{E^2}{r_v}$$

δ_w : 電力計の内部位相角

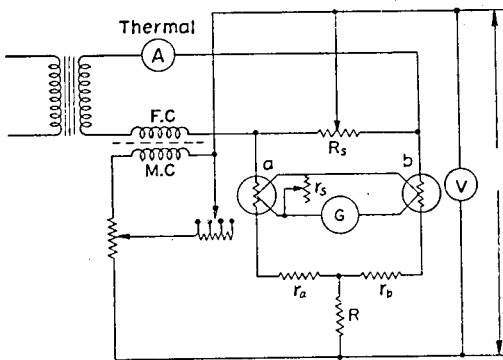
δ_c : コンデンサの損失角で予め測つておく

E を一定に保ち, P_c を読み, 次に左に S を倒して E を一定のまま $P_R = P_c$ になるように R

を変える。 $P_c = P_R$ より,

$$\sin \delta_w = \frac{1}{R \omega C} - \sin \delta_c$$

これより内部位相角を求めることが出来る。この方法は単に C のみを接続する場合に比べ, 電圧回路の損失分を置換法で消去できるから巧妙である。もし商用周波でこの方法をとれば C の容量に無理があるから実施は出来難い。 δ_c の測定自体も普通 1000 c/s でシエリングブリッジで行われるから, この方法



第6図

註14 文献 (6) Standard electrodynamic wattmeter and AC/DC transfer instrument;
J.H. Park, A.B. Lewis; JRNBS Vol.25 1940 p.545

は 500~2000 c/s で行うには都合がよい。

別に熱電対を用いて 0 力率の check を行うことも出来る。^{註15} 第 6 図はその回路を示す。

S_1 : 中央より tap を出した無誘導分流器である。

a, b : 電流電圧特性のよく似た真空熱電対

r_s : 熱電対の起電力補償抵抗

r, R : 無誘導抵抗

である。

次に 50 c/s で零力率を check するには前述のように大容量の標準コンデンサが得られぬから、一種の相互比較法であるが、象限電位計を用いることが多^{註16}い。第 7 図において、 S_3 は微調整の際に保護抵抗を短絡する。先ず電流は流さず、交流電圧のみを加え、 S_1 を左右に倒して電位計の機械的、電氣的零点を一致さす。次に電流を流し、電位計の指示が 0 となるように、電圧、電流間の位相角を調整し、その時の電力計の偏れを読む。次に S_2 を転極して同一操作を行う。この時の電力計の力率は

$$p.f. \doteq \frac{1}{2} \sin (2\delta + \beta_c + \beta_b)$$

である。

ここに

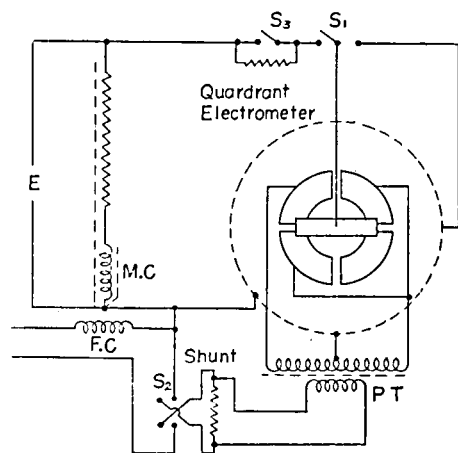
δ : shunt の位相角

β_c, β_b : PT のそれぞれ半分ずつの位相角

従つて予め小さくつくられてある δ, β_b , および β_c が正確に測つてあれば、殆んど 0 力率に近い標準の力率を与えることが出来る。

(3) 任意力率での電力計試験

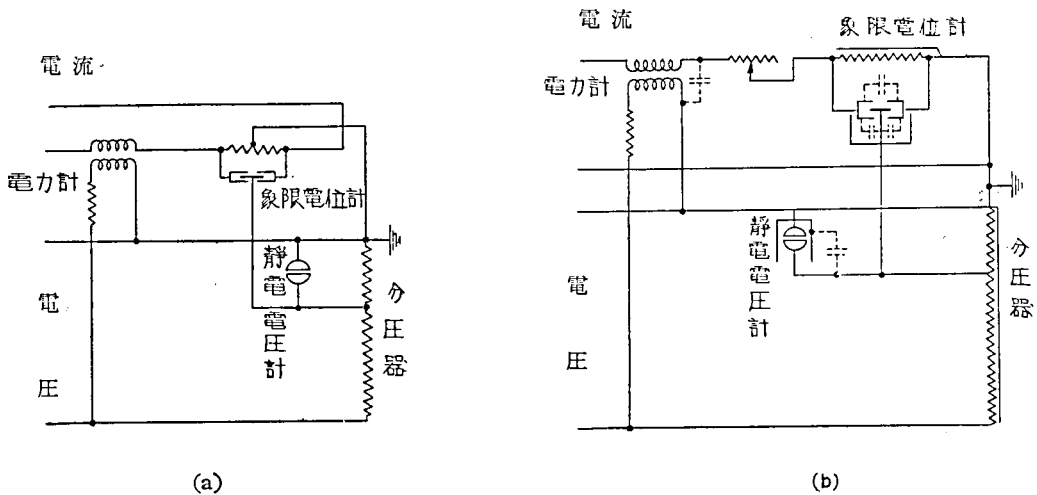
いわゆる相互比較法で虚負荷法によつてのみ実施出来る。ここで任意力率と云つても力率の値を絶対的に与えることは不可能である。試験力率は電圧計、電流計、及び被試験電力計の各指示によつて与えられる一種の目安とも見做される値であり、各計器の誤差によつて不正確度をもつ。従つて被試験電力計の位相誤差が大きければ試験力率もそれ相応に異つた値になっている。



第 7 図

註15 文 献 (4)

註16 文 献 (6)



第 8 図

さて象限電位計は位相誤差は殆んど0であるし、周波数特性も優れているので標準器として好適である。第8図はこれを示す。(a)は商用周波数、(b)は可聴周波数の場合で、後者の場合には電位計の容量性電流による誤差及び破線で示す *stray capacity* を流れる電流による誤差に留意しなければならない。すなわち電圧計、電力計、^{註17}case、分圧器の *screen*、象限抵抗は全て大地電位に保ち、分圧器、象限抵抗の時定数は0にする。各国の電力標準器の比較誤差は0.01~0.06 %程度である。

2.2.4 電源の安定度

直流電源は充分な容量の蓄電池をもつてすれば0.01 %よりよい安定度を得ることは難くない。

一方交流では市内電源は変動が多く殊にわが国の現状では役に立たない。独立した専用の電源を持つ必要があり、凡そ次の条件が充されていればよい。すなわち1日といったような長時間中の出力の変動は差程問題にならないが少くも試験所要時間中は一定であることが必要で1分間の出力変動が0.01 % より少ないこと、歪率もまた1 %より少ないことが望まれる。出力の範囲は電流0~10 A, 電圧0~300V, 電源は商用周波数より20kc/s が *cover* 出来れば充分であり、周波数範囲により幾つかに分れる。

2.3 む す び

2.2 の各項で述べた誤差因子がいずれも0.01 %以下に押えることが出来てはじめて交流標準が0.01 %の確度で成立つことが可能である。従来交流標準の確度という意味に関して種々なる

表現が用いられていた。すなわち一つの標準器の値をそのまま認めた場合それを用いて繰返し測定した、いわゆる繰返し精度とも云うべきものを云つたり、甚しい場合は読みの精度、感度とも云うべきものを指す場合もあつた。しかし正しい意味においては直流からの正確な差が定められねばならず、既述のような手続を踏んで行かねばならぬと確信する。

要約すれば

- ① 直流校正の確度は 0.001 %で行う。
- ② 標準器群を整備する。相互比較を厳密に且つ回数多く行う。
- ③ 精密測定用交流安定電源を完備する。

以上まことにぼう大な設備を伴う事業であつて、完全な標準確立への途の遠いことを感ぜざるを得ず、殊に英国 National Physical Laboratory (NPL) の過去 50 年にわたる交流標準建設への努力には我々は敬服の念をおしまない。

第3章 交直流比較装置

3.1 電流力計型交直流比較装置

3.1.1 概 観

本型式の発展は Drysdale, Rosa 等により本世紀初頭近くに始まり、^{註18} 現今でも最も広く採用されている。

この型式の得失は

- (1) 電圧, 電流, および電力の測定に使える。
- (2) トルクが大きく, 高感度のものが得られる。
- (3) 取扱いが容易で実用的である。
- (4) 消費電力が大きく, 誤差因子も多い。

事等である。

使用方法としては偏位法 (差動法を含む), 零位法が採用され, それぞれ高精度の比較器を目ざし, 誤差に対する考慮から独特な構造をとっている。

3.1.2 電流力計の誤差

電流力計機構のもつ誤差因子につき特に考慮すべき点を電力計の場合について眺めてみよう。

(1) 読 取 の 誤 差

精度 0.01% を望む限り, 読取の精度は scale 上で被測量の 0.005%~0.01% が最小目盛に相当することが望まれる。この程度の高感度を期待するには, 計器の torque 定数を大きくすることは勿論, 消費電力を少く, 可動部を軽くし, 可動部を strip で懸吊し, 読取機構も反照型として実効指針長を長くとりうる構造となる。いま偏読法で上記の感度を満たそうとすれば, 最小目盛巾を 1 mm とみるととき定格値での偏れは大きく長さ 10~20m に達する長大な scale を要し, 反照型では直線状 scale では誤差を生じるし, scale の設計, 比較器の setting も煩わ

註18 Drysdale 等の電流力計 (電力計) に関する文献は次の如きものがある。電圧回路の時定数を考慮して力率誤差を説明したものなどである。

文 献: (7) On the theory of alternating current wattmeters; C. V. Drysdale; Electrician Vol. 46. 1900 p. 774~778., p. 872

文 献 (8) Wattmeters correcting errors; C. V. Drysdale; Electrician Vol. 55. 1905. p. 429~430, p. 556~557, p. 676

文 献 (9) The theory of dynamometer wattmeters; C. V. Drysdale; J. I. E. E. Vol. 44. 1910.

文 献 (10) Compensating wattmeters; E. B. Rosa; Trans. AIEE. Vol. 31. 1912.

しく不便である。因みに NPL の静電型比較器は偏読法^{註19}で使用され、実験室壁面にわたる長大な 8m に達する特殊弧状 scale を使っている。かかる不便さを避けるため、差動法にして被測量と一定の基準量の差を偏読法でよみ、被測量全体に対する読取誤差を圧縮する方法をとるとか、後述するように他の大きな理由もあるが吊線が取付けられた頭部を捻つて可動部の角変位を零位置に戻す Torsion head type を採用したりしている。零位法、すなわち被測交流による駆動 torque と基準直流による制御 torque を完全に平衡さす機構をとれば scale 長は全く問題でなく、感度のみが条件を満たせばよい。

一般に読取限度は最小目盛間隔と spot の巾で決る。反照型は指針型のような視差はないが、spot の巾は出来る限り細い方がよい。ランプ前面の硝子を中央で左右に二等分し、それぞれの光の透過率を変えてやる、例えば一方を半透明塗装すると両者の境界はほとんど巾を持たず、理想的な spot が得られるであろう。

(2) 温度による誤差

(i) spring の制御 torque の変化による誤差： コイルの自己加熱、spring に計器電流がながれる場合はそれによる自己加熱および、室温等の温度変化による弾性係数の変化、spring の寸法の変化にもとずき、普通 10°C の温度上昇では制御 torque は約 0.3% 程減少し、それだけ計器の指示が過大となる。計器は普通一定室温で、自己加熱の影響が一定になった状態で用いるが、コイルの発熱量、放熱量も考慮し、消費電力を小さく、コイル構造にも留意して温度上昇を抑える他、温度変化による制御 torque の変化を、可動コイル電流を温度変化に応じて加減して駆動 torque で補償するようにしてやればよい。^{註20}

(ii) 電圧回路の抵抗温度係数による誤差： コイルの銅線の抵抗温度係数が高いから、抵抗温度係数の低い、Manganin, Constantan 等の高抵抗を直列に入れたり、種々の組合せにより回路全体の抵抗温度係数を低くするようにする。

(iii) 温度変化に伴うコイルの変形による誤差： 固定コイルは膨脹率の小さい枠にとめてあり、ほとんど問題にならぬが、可動コイルの面積は熱膨張により変化するから、固定、可動両コイル間の相互 Inductance M は 10°C の温度変化に対して約 0.03% 近く変化する。普通の場合商用周波数では torque への影響は無視できる。

(3) 電気磁氣的誤差

(i) Torque 定数の変化に基く誤差： 周知の如く可動部の回転に伴つて M は正弦波的に

註19 文 献 (11) A precision form of the Kelvin electrostatic voltmeter; E. H. Rayner; JIEE. Vol. 59. 1921. p. 138.

註20 例えば次のような文献もある。

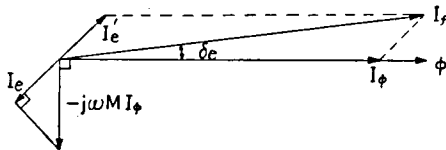
文 献 (12) Note on the temperature compensation of precision dynamometer instrument; W. Phillips; JSI Vol. 3 1926. p. 374~377.

変化する。 α を角変位とすれば, torque 定数 $dM/d\alpha$ もまた α の変化とともに変る。結局 torque と角変位は完全な直線関係にはおかれない。したがって等間隔直線状 scale を用いた場合誤差を生ずるし, 2 乗目盛の場合も完全な 2 乗目盛を得難く, $M=0$ の附近では目盛間隔は拡大される。 $M=0$ の附近では $dM/d\alpha$ はほとんど一定で, $M=0$ で最大値をとるから, 感度も最高となる。さらにこの点では後述する M に関する誤差項も 0 となる利点がある。この結果偏読法で使う場合は可動部の角変位を $M=0$ を中心に小さい範囲にとり, 読み取りの方は光学的に実効指針長を長くして必要な精度を得るようにする。Torsion head 型はこの $M=0$ の点の利益を利用したものである。零位法で使う場合も平衡点を $M=0$ に選べばよい。

(ii) 主なる交流誤差: 交流における torque は可動コイル電流と, 可動コイルと鎖交する磁束, それぞれの瞬時値の積の一周期の平均に比例する。しかるにこの電流, 磁束は印加される電圧, 電流と大きさが完全な直線関係にならず, 位相もずれる点が直流の場合と異なる。すなわち $j\omega$ の函数となつて印加電圧, 電流ベクトルと異つたベクトルで表わされる。この原因は次のような因子に基づく

- ① 電圧回路の時定数の影響
- ② コイル近傍の金属導体に流れる渦流の影響
- ③ M の影響
- ④ 容量性電流の影響

すなわち可動コイル電流の絶対値は直流の大きさより小さく, 電圧に対して位相は主として回路の時定数に関する他②③④にも関係して遅れ, あるいは進む。また磁束も絶対値は直流の値より



第 9 図

り小さく, 位相は電流に対して遅れる。第 9 図はこの関係を簡単な近似で示したものである。かくて torque は正確な電力を示さず, 絶対値誤差, 位相誤差を伴う。前者は周波数, 後者は力率と関係して, 電力計としては重要な誤差になる。

商用周波数では前者は極めて小さく, 後者の方が重要視される。いま印加電圧, 電流を完全に同相としても磁束と可動コイル電流は同相とならず, そのずれは周波数が一定なら, 電力計の構造,

註21 有効磁束の瞬時値を ϕ , 可動 coil 電流のそれを i とし, 交流の周期を T とすれば駆動 torque T_D は

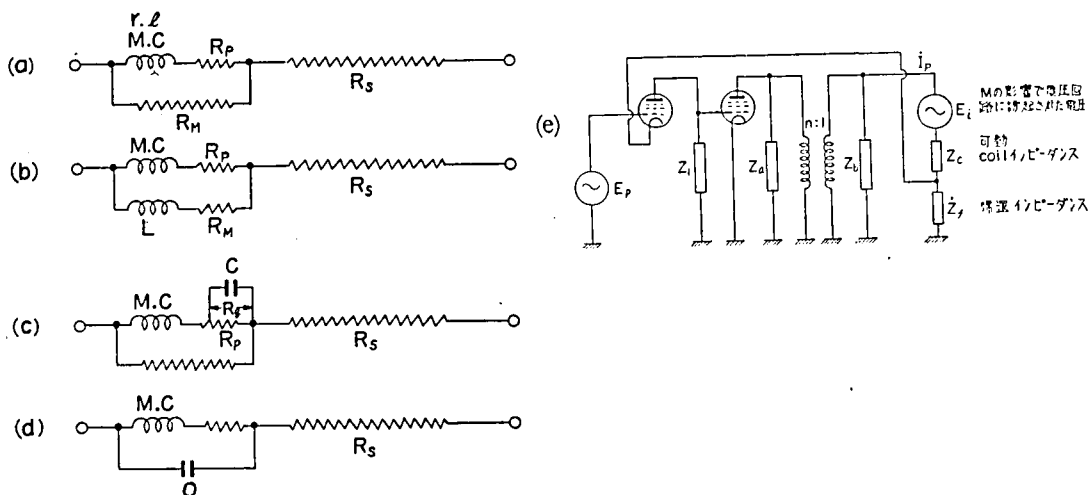
$$T_D \propto \frac{1}{T} \int_0^T \phi \cdot i dt$$

ここで ϕ と印加電流, i と印加電圧の関係が直線的でない。例えば固定 coil 電流による渦流の影響のみを考えよう。第 9 図において, 固定磁束 ϕ を作る磁化電流を I_ϕ とする。 I_ϕ と ϕ は同相である。渦流回路にはこの ϕ によつて $-j\omega M I_\phi$ の電圧が誘起され, 渦流 I_e が流れる。したがって固定 coil に流れる電流すなわち印加電流は I_ϕ および I_e と π だけ位相の異なる電流 I_e' の和となりそれは I_f で示される。したがって torque に関する I_ϕ と実際の印加電流 I_f 即ち固定 coil 電流とは別のベクトルとなる。 I_ϕ の絶対値は I_f より小さく, δ_e だけ位相が遅れる。

計器回路によつて決る特有の定数となる。これを内部位相角とよび、力率誤差を検討する要素とする。これは 2.2.3.4 の式の第 2 項 K_2 中に含まれる。したがつて力率誤差の補償はこれを小さくすることであつて、比較器としては 50c/s で少くとも 0.5' 以下にしたい。種々の補償法があるが一般にはコンデンサを用いる場合が多く、測定用の安定なマイコンデンサを使用する。

②の影響はコイル近傍に金属導体の使用をさけることで圧縮出来る。コイル枠組等も金属材料をさけ、構造物等は大理石、硝子等を用いねば比較器として優れた特性を得難いであろう。

③は $M=0$ の状態で使用すれば問題はない。普通の偏読法では M の値は $M=0$ の点を中心



M.C: Moving Coil
Rs: Series Resistance

第 10 図

註22 内部位相角の補償法については例えば

文献(13) Über Spannungsfadschaltungen für eisenlose elektrodynamische Präzision-Leistungsmesser; Wilhelm Geyger; Archiv für Electrotechnik Bd. 23. Heft 5. 1930. S. 556~568. に 第10図 (a)~(c) の方法が述べられている。この場合端子電圧と、可動 coil 電流とのベクトル関係は、

$$(a) \quad \frac{E}{I} = -\frac{(r+R_p)(R_s+R_m)+R_s R_m}{R_m} [1+j\omega\tau]$$

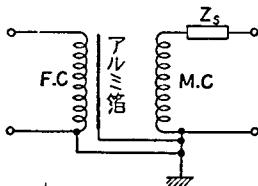
$$r = \frac{l}{R_s+R_p + \frac{R_s R_m}{R_s+R_m}}$$

$$(b) \quad \frac{E}{I} = \frac{R_s R_m^2 + (r+R_p) R_m^2 + R_s R_m (r+R_p) + R_s \omega^2 L^2 + R_s \omega^2 l L}{R_m^2 + \omega^2 L^2} + j\omega \frac{R_m^2 L + \omega^2 l L + R_s R_m l - R_s (R_p+r) L}{R_m^2 + \omega^2 L^2}$$

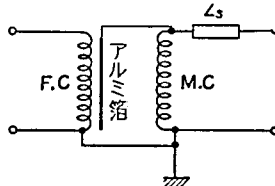
(次頁下段へ続く)

として可動部の角変位に応じて、その値は漸次大きくなり、かつ角度の方向により符号は反対になる。M に関係する絶対値誤差は周波数が高いと大きな誤差因子となる。

④は固定、可動両コイル間の静電結合により容量性電流が流れることが誤動作の原因に数えられるからで、例えば第11図において後述する静電 torque の影響を防ぐ金属箔が可動コイルの一



(a)



(b)

第 11 図

端に接続されている時、この点が接地される場合と、他端が接地される場合とでは指示に違いを生ずる。コイル間の容量は pF の order であり商用周波では先ず問題とならぬが、周波数が高い場合は考慮の必要がある。

可聴周波では周波数誤差を、可動コイル回路に前置した負饋還増巾器を利用してある限度に押えることが行われている。

なお力率誤差率は内部位相角を δ_w 又力率を $\cos \varphi$ とする時 $\tan \delta_w \cdot \tan \varphi$ で表わされ、 δ_w , φ の正負によつて符号が決る。電圧を基準に遅れ電流の時 $\varphi > 0$, 進み電流の時 $\varphi < 0$ とし、 $\varphi = 0$ の場合、即ち力率 1 の時可動コイル電流ベクトルが磁束ベクトルより遅れている場合 $\delta_w > 0$, 進んでいる場合 $\delta_w < 0$ と考える。

(iii) 可動コイル回路の抵抗の経年変化による誤差: aging した充分枯れた経年変化の少い抵抗材料を選んで避けることができる。

(iv) 外部磁界による誤差: 遮磁壁によつてこれを避けることもできるが、渦流, 残留磁気

$$(c) \quad \frac{E}{I} = \frac{1}{R_M} \left[(R_M + R_S) \left\{ r + R_P - R_Q + \frac{R_Q}{1 + \omega^2 C^2 R_Q^2} \right\} + R_M R_S \right] + j\omega(R_M + R_S) \left[1 - \frac{C R_Q^2}{1 + \omega^2 C^2 R_Q^2} \right]$$

$$\tau = \frac{(R_M + R_S) \left(1 - \frac{C R_Q^2}{1 + \omega^2 C^2 R_Q^2} \right)}{(R_M + R_S) \left\{ r + R_P - R_Q + \frac{R_Q}{1 + \omega^2 C^2 R_Q^2} \right\} + R_M R_S}$$

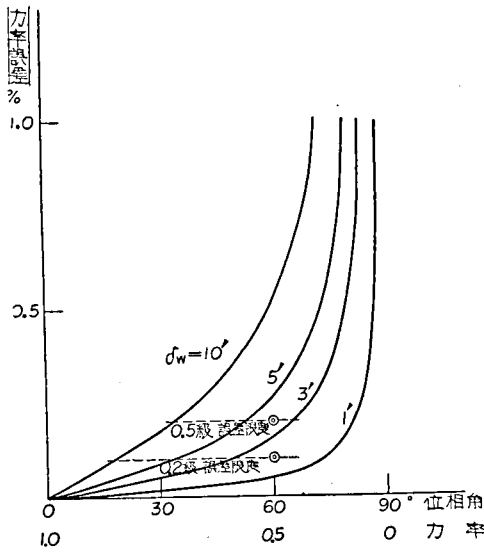
このうち (c) の方法が τ が R_P を変えて定格電圧を変える場合の影響をうけないから好ましい。(d) も E に対する I の位相を変える一つの方法である。

$$\frac{E}{I} = r + R_P + R_S(1 - \omega^2 l c) + j\omega[l + c R_S(r + R_P)]$$

$$\tau = \frac{l + c(r + R_P)}{r + R_P + R_S(1 - \omega^2 l c)}$$

(e) は電圧回路に前置増巾器のある場合で、帰還 impedance Z_f を調整して目的を達することができる。例えば文献(14) 饋還増巾器付電流計型可聴周波電力計 市川真人 電学誌 Vol. 74, No. 788, 昭29.5月(1954) p. 547.

註23 内部位相角を助変数にとつて 50c/s の場合の力率誤差の絶対値を%で示したのが第12図である。



第 12 図

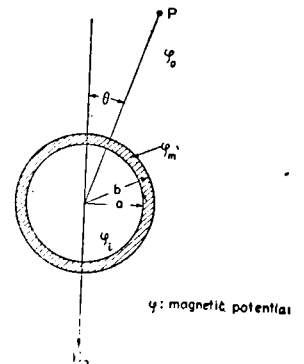
に基く誤差を生ずるおそれがあるので高導磁率の M_n metal を使いコイルとの距離、遮磁壁板の構成方法に考慮を払う。しかし誤差を避ける点からはたとえ構造は複雑でも無定位構造を採用すべきであろう。無定位構造には第14図 (a) に示すように単素子を上下2個に直列にした方式と (b) に示す横型の方式がある。一般の指示計器では上下の寸法が短かくできるから (b) の方法を採用する方が好都合であるが、標準器としてはいずれがよいかは偏読法、差動法、零位法のいずれを採用するかによって決まる比較器の構造如何による問題で一概には優劣はいえない。

無定位方式の欠点は可動部の構造が複雑となり、重量増加をもたらすことのほか、本質的には不平等磁界に対して効果的でないことである。工場等の現場実用計器に遮磁方式が用いられ、無定位方式がほとんどないのは、単に実用計器としての製作技術及び価額の面からの要請によるばかりでなく、不平等磁界の存在が予想される使用条件に適應するものである。したがってこの場合には遮磁壁に起因する他の誤差は黙認せざるを得ず、ただその大きさを許容限度内に納めることが技術上の問題となり、この点が解決されれば実用計器としては遮磁方式が優位を占める。例えば実用電力計は前記の問題点を解決しているとはいえないもののほとんど遮磁方式を採用し、令名の高いドイツ光式電力計も Siemens 社のみが無定位構造である。

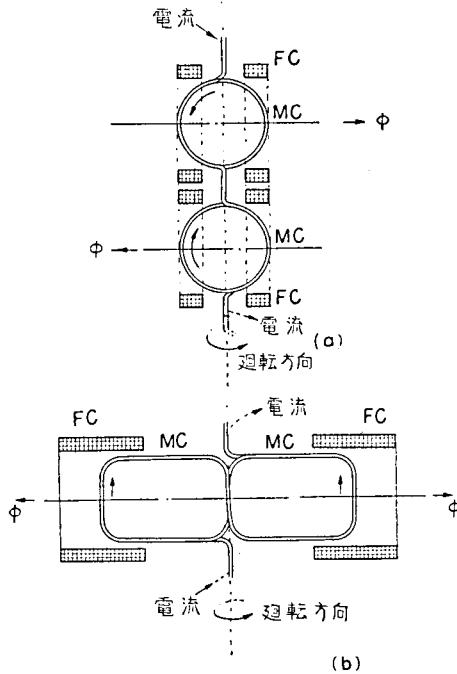
しかしながらわれわれが問題とする交流標準器の場合は実用計器とは使用条件が異り、不平等

註24 無限円筒状遮磁壁の効果を計算すれば次のようになる。遮磁壁外部の磁界の強さを H_0 、内部のそれを H 、遮磁壁内径、外径を a, b とし、遮磁壁材料の透磁率を μ とすれば、磁位 φ について微分方程式をたて、境界条件を入れてとけば

$$\frac{H}{H_0} = \frac{4\mu}{(1+\mu)^2 \left\{ 1 - \left(\frac{a}{b} \right)^2 \left(\frac{\mu-1}{\mu+1} \right)^2 \right\}}$$



第 13 図



第 14 図

の点からも無定位の構造は望ましい。

(vi) 磁気的不純物による誤差： 固定可動両コイルおよびその近傍に磁気的不純物，例えば鉄の粒子等が存在すれば，いずれか一方のコイルに電流が流れただけで当然 torque を生じ，誤差の原因となることがある。これは構造材料を精選して磁気的不純物の混入を避けねばよい。

(vii) 静電 Torque の影響： 可動部と固定部間に電位差 E があればその間の静電容量 C に基き $dc/d\alpha \cdot E^2$ に比例する静電 torque を生ずる。これは交直流いずれの場合にも生ずるが，これを避けるためには両者を同電位に保てばよい。したがって固定コイル内面にアルミニウム箔をはり，これを導線で可動コイルの一端と結ぶことは屡々みられる。

(viii) 波形による誤差： 2.2.3.4 の式中の係数 K について検討すればよい。いま簡単なた

註25 Torque T_D は

$$T_D \propto E_0 I_0 + \sum_{r=1}^n E_r I_r \cos(\phi_r - \delta_r) \cos \delta_r$$

ここに $\delta_r = \tan^{-1} r\omega L / R = \tan^{-1} r\omega \tau$

R : 電圧回路の抵抗

L : 電圧回路のインダクタンス

いま指示を P_W とすれば真の歪波電力は

$$P = E_0 I_0 + \sum_{r=1}^n E_r I_r \cos \phi_r$$

(次頁下段へ続く)

磁界はほとんど存在しないように留意されたい。わゆる標準器室で使用され，外部磁界としては地球磁界を考慮すればよく，これはこのように限られた場所では一定と見做し得る。故に無定位方式が最も効果的であるといえる。

すなわち無定位，遮磁両方式の優劣は使用条件によつて決定されるものであり，交流標準器として前者の方式の優越を認めるものである。

(v) 残留磁気による誤差：

hysteresis effect ともいわれるもので，鉄片等の磁性体が固定コイルの近傍にあると，これが磁化され，しかも電流が流れていない場合もこの影響が残る。これらの影響は電流の大きさ方向によつて異なるため，外部磁界の影響をとるため直流での測定値として，極性を変え2回の指示の平均値を採用しても，真の値を与えない。残留磁気は遮磁壁に現われることが多いのでこ

めに電圧回路の時定数 τ のみで内部位相角が決るとし、高調波分を余り含まぬ場合^{註25}には、指示を P_W とし、負荷電圧、電流を

$$e = E_0 + \sum_{r=1}^n \sqrt{2} E_r \sin(r\omega t - \theta_r)$$

$$i = I_0 + \sum_{r=1}^n \sqrt{2} I_r \sin(r\omega t - \theta_r')$$

とすると $\varphi_r = \theta_r' - \theta_r$ として

真の電力 P は

$$P = E_0 I_0 + \sum_{r=1}^n E_r I_r \cos \varphi_r$$

であるから

$$P_W = P + \Delta P$$

となり、この ΔP は近似的に次のように表わせる。

$$\Delta P = \omega \tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \varphi_r$$

したがって τ が小さければある限度以下に抑えることができる。一般的にいえば τ を出来るだけ小さくすればよい。

(iv) 周波数による誤差：これも前項同様に係数 K を検討することになる。力率1の場合でも、特に電圧回路のリアクタンス分、 M 、及び渦流等の影響が無視できなくなる。(ii) 項で述べた考慮を払えば採用した計器回路に応じて計算あるいは実負荷試験によつて誤差の程度を確か

$$\begin{aligned} \text{であるから} \quad P_W &= P + \sum_{r=1}^n E_r I_r \frac{r\omega\tau}{1+r^2\omega^2\tau^2} (\sin \varphi_r - r\omega\tau \cos \varphi_r) \\ &= P + \omega\tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \varphi_r - \omega^2\tau^2 \sum_{r=1}^n \frac{r^2}{1+r^2\omega^2\tau^2} E_r I_r (r\omega\tau \sin \varphi_r + \cos \varphi_r) \end{aligned}$$

したがって誤差 ΔP は、

$$\Delta P = \omega\tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \varphi_r - \omega^2\tau^2 \sum_{r=1}^n \frac{r^2}{1+r^2\omega^2\tau^2} E_r I_r (r\omega\tau \sin \varphi_r + \cos \varphi_r)$$

τ を充分小さく選べば第2項は省略してよく

$$\Delta P \approx \omega\tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \varphi_r$$

と考へて差支えない。これより計算できる。

誤差率は $\Delta P/P$ であるから

$$\Delta P/P = \omega\tau \sum_{r=1}^n r E_r I_r \sin \varphi_r / E_0 I_0 + \sum_{r=1}^n E_r I_r \cos \varphi_r$$

ΔP は $\varphi_r = \pi/2$ の時最大になるが、負荷にインダクタンス L を用いれば $I_r = E_r / r\omega L$

$$\therefore \Delta P = \frac{\tau}{L} \sum_{r=1}^n E_r^2 = \frac{\tau}{L} E^2$$

で波形に無関係になる。しかし負荷に容量 c を用いた場合は

$$I_r = E_r / \frac{1}{r\omega c} = r\omega c E_r \quad \therefore \Delta P = \tau \omega^2 \sum_{r=1}^n r^2 E_r^2$$

で波形の影響を著しく受ける。すなわち容量負荷の場合は電源の波形に注意しなければならない。

めることができる。可聴周波用電力計としては前置増巾器を採用する方式では 20kc/s まではほぼ 0.6%程度に誤差を押えることができる。一般の電力計ではほぼ 200 c/s までは使用できる。

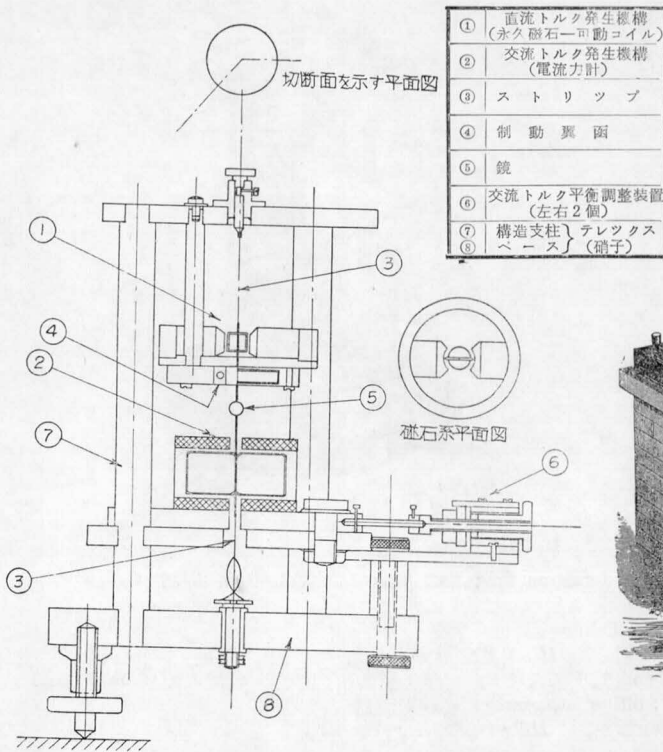
(3) 機械的誤差

(i) 摩擦誤差： 高感度が要求されるので、懸吊反照式が採用される結果、pivot-軸受式の摩擦誤差は必然的に避けられる。一般指示計器にも前者の方式は光示式計器にドイツでは採用された。

(ii) Spring の弾性の不完全さに基づく誤差： 入力を切つた後、指示が 0 に復帰しないことは spring の弾性の不完全さによるもので、この零位の移動は被测電気量、その印加時間等にも関連して一定でなく始末におえない。したがって材料の厳選によつて避けるほか、零位の移動による新たな零位に対し制御 torque の変化による計器感度を常時 check して一定に保つ装置を設けることが必要である。

3.1.3 電流計型比較器の構造に関する提案

すでに述べたように比較器には標準維持を主目的にするものと、0.2 級以下の計器の較正試験を主目的にするものとがあり、前者では操作の難易を問わず、誤差の少いことが望まれるが、後者は操作に重点がおかれる。かかる見地から電流計型は優れた現業用比較器である。(2.2.1 参照)。現業用比較器としてわれわれは次のような構造が好ましいと考える。既述の偏読法の欠点を避け、高精度を望む点から零位法を採用したい。交流直流両 torque を $M=0$ の点で平衡さす。交流 torque は無定位電流計機構、直流 torque は永久磁石可動コイル機構とし、両可動コイルは、鏡、制動翼と共に、薄肉中空アルミ管に、相互に強制振動をさけるよう強固に取付け、このアルミ管を strip で上下に引張懸吊する。丁度直流 torque が spring の制御 torque に代り、この電氣的制御 torque は spring の持つ欠点を持たぬ。無定位方式は横型を採用する。これは上下式では可動部は三段にコイルが取付られた形となり、可動部の重量増加、懸吊技術の点から難点があるからである。横型では可動コイル断面は正方形とし、固定コイル軸長の増加により、torque を生ずる能率を良くしている。直流 torque を加減しうるから制動は比較的良くできる。直流 torque 発生機構は消費電力を少なくできること、コイル構造を簡単にしうることなどから永久磁石可動コイル機構をとる。直流、交流両コイル間の相互干渉が最小となるコイル配置をとることは勿論である。誤差を補償する立場に立つより、始めから誤差皆無のものを目指し、既述の誤差因子を徹底的に排除する構造をとる。枠組その他も金属の使用をさけパイレックス系のガラスを用い、制動翼もマイカ薄板を使用する。交流側コイル機構の左右の構造に基づく不平衡は固定コイルの位置を微小調整することにより補償し、直流感度を等しくする調整は、永久磁石の磁束を magnetic shunt の調整によるか、可動 coil 電流を調整し補償する。こうして計器定数を常

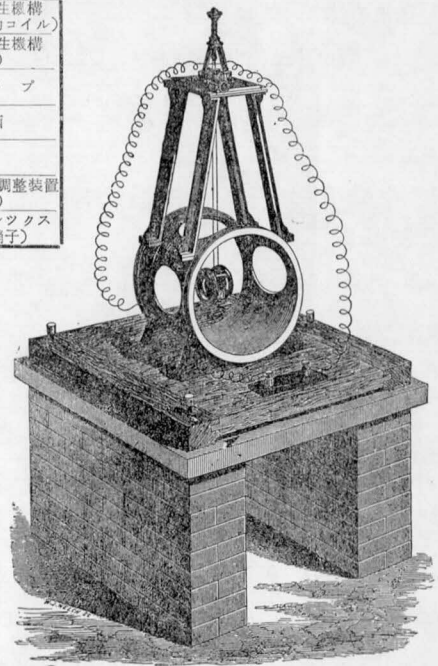


第 15 図

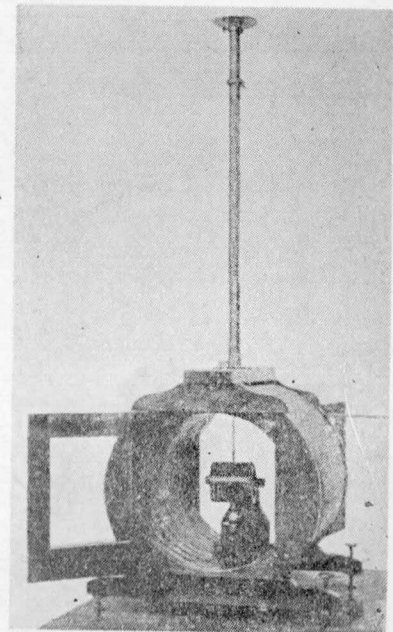
時 check する操作の便利な実用向きの比較器が得られよう。第15図はこの型式の一例でわれわれが現在試作中のものである。

3.1.4 古典的電流力計

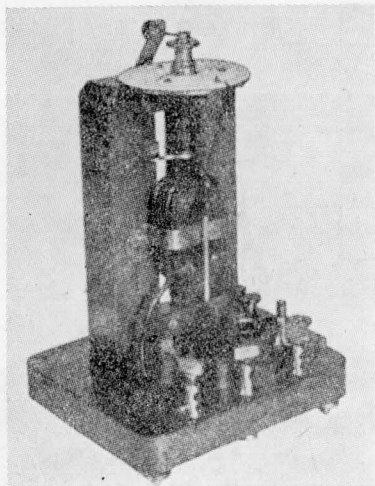
普通の偏読法では既述のような難点があるので、可動部の変位を零位置に捻る Torsion head の回転角を副尺でよむいわゆる Torsion head type が精密測定に採用されるに至った。感度はほぼ 0.1% 程度のものが多いようであるが、この種のものとしては先ず、Weber の標準電流力計、^{註26} Gray の絶対電力計がある。^{註27} いずれも正確な dimension からコイル定数を算定し、可動コイルは一様な磁界の中心に吊下げられ、



第 16 図

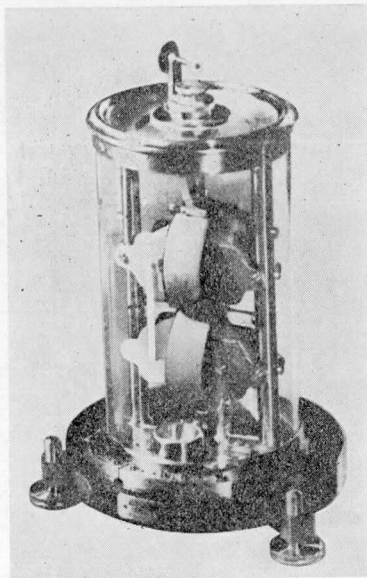


第 17 図



(a)

第 19 図



(b)

註26 文献(15) A treatise on electricity and magnetism; I. C. Maxwell; Vol. 2 p. 367.

指示が平衡した場合

$$Gg\gamma_1\gamma_2\cos(\theta+\beta)-Hg\gamma_2\sin(\theta+\beta+\alpha)-F\sin\theta=0$$

G : 固定 coil 定数 g : 可動 coil 定数 H : 外部磁界の水平成分 γ_1 : 固定 coil 電流
 γ_2 : 可動 coil 電流 α : H と固 coil 定面のなす角 θ : 偏れ角 β : 電流の流れぬ時の可動
 coil と固定 coil 面のなす角 F : bifilar suspension の制御定数

$$\tan\theta = \frac{Gg\gamma_1\gamma_2\cos\beta}{F} - \frac{Hg\gamma_2\sin(\alpha+\beta)}{F} - \frac{HGg^2\gamma_1\gamma_2^2}{F^2} - \frac{G^2g^2\gamma_1^2\gamma_2^2\sin\beta}{F^2}$$

第 2 表

| γ_1 | γ_2 | θ |
|------------|------------|------------|
| + | + | θ_1 |
| - | - | θ_2 |
| + | - | θ_3 |
| - | + | θ_4 |

第 2 表の如く電流を変えて θ をそれぞれ読む。

$$\gamma_1\gamma_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{F}{Gg\cos\beta} [\tan\theta_1 + \tan\theta_2 - \tan\theta_3 - \tan\theta_4]$$

$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$ ならしむれば上式で $\gamma_1\gamma_2 = \gamma^2$ より γ が求められる。
 この方法を Tangent method という。torsion head により偏れ
 が 0 すなわち $\theta = -\beta$, γ_1, γ_2 の符号は β の脚字で示されるなら、

$$F\sin\beta_1 = -F\sin\beta_3 = -Gg\gamma_1\gamma_2 + Hg\gamma_2\sin\alpha$$

$$F\sin\beta_2 = -F\sin\beta_4 = -Gg\gamma_1\gamma_2 - Hg\gamma_2\sin\alpha$$

そして

$$\gamma_1\gamma_2 = -\frac{F}{4Gg} [\sin\beta_1 + \sin\beta_2 - \sin\beta_3 - \sin\beta_4]$$

これは Latimer Clark によつて採用された方法である。

註27 文献(16) The Gray absolute electrodyamometer;
 E. B. Rosa: Bulletin of the Bureau of Standard;
 Vol. 2. 1906.

(Scientific paper of No. 28)

第18図の coil において torque T は

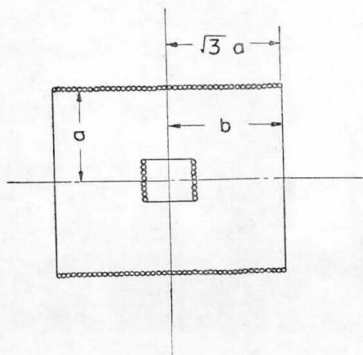
$$T = I_F \cdot I_M \frac{dm}{d\theta} \\ = \frac{2\pi^2 r^2 N_M I_M N_F I_F}{\sqrt{a^2 + b^2}} \sin\theta$$

I : 電流 N : coil の巻数 脚字は固定, 可動
 coil を表わす。

両 coil の軸が直角になつた時

$$T = \frac{2\pi^2 r^2 \cdot N_M I_M N_F I_F}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

で表わされる。



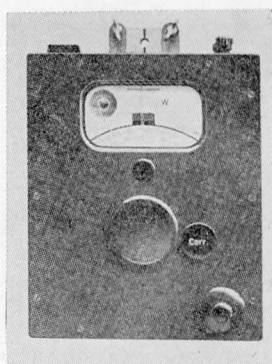
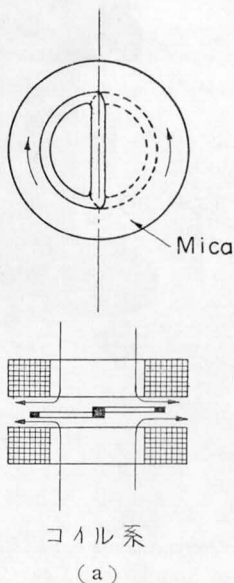
第 18 図

torque は計算で判る。しかしこれ等が交流と直流との比較に用いられたという報告はない。

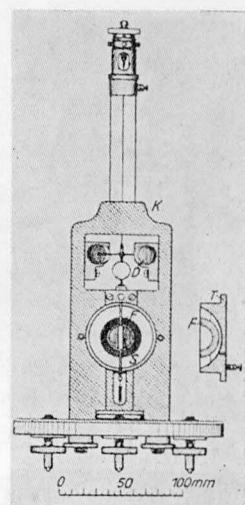
交流精密測定用の電流計としては次のような系譜を辿るであろう。第19図は Siemens 社の Torsion head type の電流計で、渦流の影響を避けるため、木製の枠組を用い、固定コイル巻線も燃線を使っている。(a) はコイル系が一素子であるに反し、(b) は上下2素子に分けた無定位の構造を採用している。第20図は Hartman & Braun 社の電流計で俗に Promille Wattmeter と呼ばれる文字通り

1/1000 すなわち有効目盛長 400mm の0.1%に当る 0.4mm を読取ることができる。第21図は Siemens & Halske 社のいわゆる Frölich の電流計^{註28}で第22図の Irwin 無定位電流計、第23図の Rowland 電流計^{註29}等と共に初期の反照型電流計の一系列をつくっている。

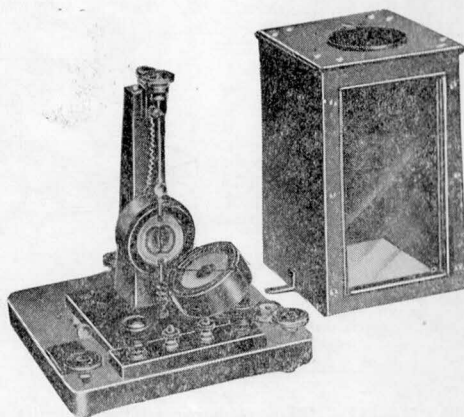
第24図はこれらとやや趣きを異にする Duddell-mother 無定位電流計



第 20 図



第 21 図



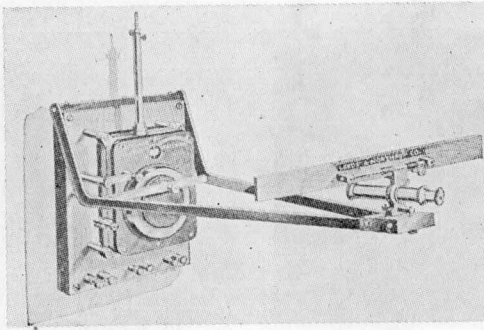
第 22 図

(b)

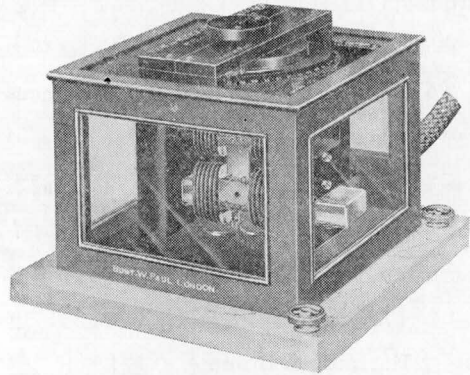
で、前記 Siemens の Torsion head type 電流計と同様に、上下2組のコイルよりなる無定位構造で、固定コイル巻線は燃線よりなり、10のブロックに分け、全部を直、並列に切換えて感度を変える。可動コイルは矩形の mica 薄板の両面に付き、mica 板の両端が制動翼を兼ねる。可動部は絹糸で吊り、制御 torque は螺旋状 spring による。制動面側面の刻線と mica 板端の一致するまで Torsion head を回す。この回転角の読取は1/500までできる。定格値で力率0.1の時 head を500目盛回して零位に戻すようになっている。第25図は定格50mA に対して0.01mA

註28 固定 coil は球状で内部磁界は至る所同じ強さになるようになっている。可動部は上より導線を兼ねた吊線、下方は螺旋導体で支えられ、制動は空気制動による。

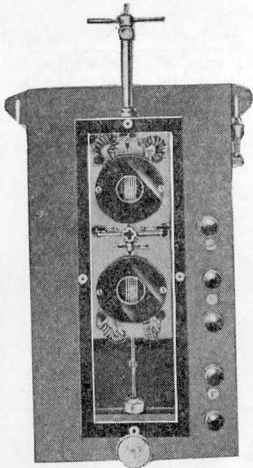
註29 coil 系が2組で無定位のものもある。静電 torque の影響に対して考慮が払われている。



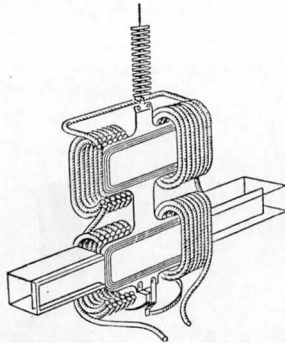
第23図 (a)



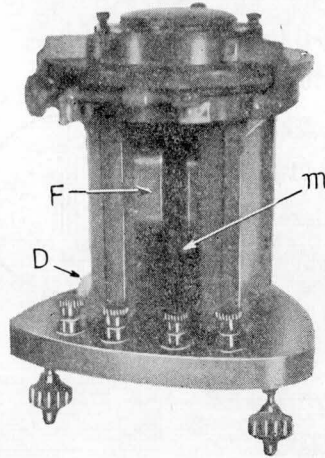
第24図 (a)



第23図 (b)



第24図 (b)



F : 固定coil
D : 制動翼
m : 鏡

第25図

註30 文献(17) The compensated two circuits electrodynamicometer; E. B. Rosa; Bulletin of the Bureau of Standards (Scientific Papers of the Bureau of Standards No. 48) Vol. 3. No. 1. 1907. p. 43~58

渦流回路を相互 inductance で couple された閉回路と考える。渦流回路へ誘起される電圧は固定 coil 回路の電流のみによるとすると、

I_1 : 固定 coil 回路電流 $I_2 = i_2' + ji_2''$: 可動 coil 電流 $I_3 = i_3' + ji_3''$: 渦流回路電流
torque T_1 は i_2' と I および i_3' により, torque T_2 は i_2'' と i_3'' によるとすれば全 torque T は
 $T = T_1 + T_2$

$$= -\frac{\omega^2 M_2 R_3 I^2}{R_2 (R_3^2 + \omega^2 L_3^2)} \{K_3 M_1 - K_1 M_3\}$$

ここで $M_1 = M_1' + M_1''$, $M_3 = M_3' + M_3''$

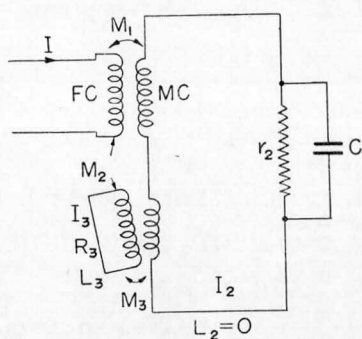
M_1' , M_3' は一定, M_1'' , M_3'' は可動部の回転と共に変る. $M_1'' = aK_1$, $M_3'' = aK_3$ とすれば

$K_3 M_1 - K_1 M_3 = K_3 M_1' - K_1 M_3' + a(K_3 - K_1)$, M_1' を調整して $K_3 M_1' - K_1 M_3'$ を 0 にする. すなわち L を電圧コイルすなわち可動コイル回路に挿入して渦流による torque を 0 にする目的を達する.

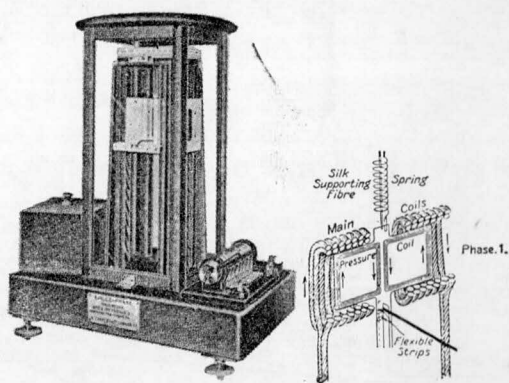
註31 文献(18) The double dynamometer wattmeter; C. V. Drysdale; Electrician. Jan. 1916. p. 518, p. 523~593 p. 714

が読める横河電機製のものである(現在では作られていない.)。第26図は Rosa^{註30} による電流計の結線図で、可動コイル回路に適当なインダクタンスを入れることにより、渦流による誤差 torque の補償を行っている。第27図は Drysdale^{註31} の無定位電流計型電力計で、可動コイル機構に特色がある。第14図(b) で示したような無定位構造を採用している。

以上のような電流計はもはや古典的な意味をもつものとなったが、総じてこれらが使用されていた当時、感度、交流特性等の他に、例えば CT, PT 等にも現在のような特性の優れたものが得られず、測定範囲は計器の動作電流によって制限を受け、これを拡大するには、大容量の分流器、あるいは分圧器を必要とし、これらが交流で使用されることは、単に温度特性のみならず、時定数の影響もからんでくるので、この点もまた一大難点であつた。



第 26 図

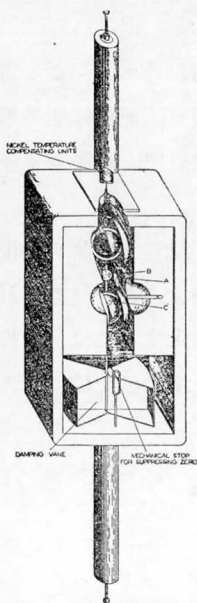


第 27 図

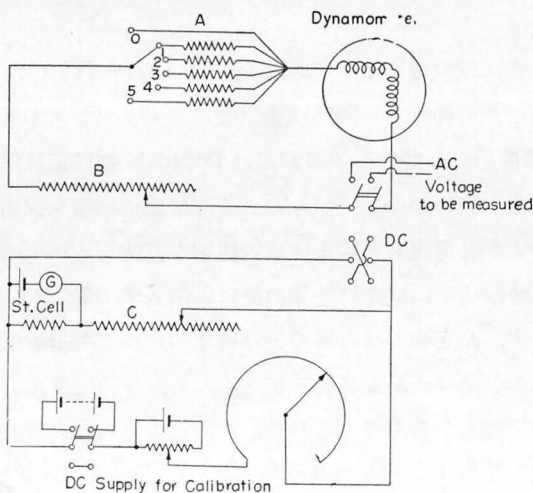
3.1.5 近代の比較器

3.1.5—1 偏読法によるもの 1929 年に至り National Bureau of Standards (NBS) の Suppressed zero 電流計型電圧計^{註32}は 0.01% の確度の測定を可能にするために次の 2 点に留意した。すなわち温度係数を無視しうようにすること、spring の弾性疲労をさけることである。後者に対してはいわゆる effective zero の移動をさけるために偏れを常に一定にかつ小さくとり、前者に対しては Nickel および Constantan の抵抗の組合せにより回路全体の温度係数が zero shift と spring 疲労を綜合したものに対して効果あるように作られている。第28, 29図は外観および回路図で、一定の偏れは double optical lever^{註33} (第30図) で見て、電圧は直列抵抗のよみより見出す。商用周波数で 20~300V で確度 0.01% とされ、今日でもなお使用されている。つい

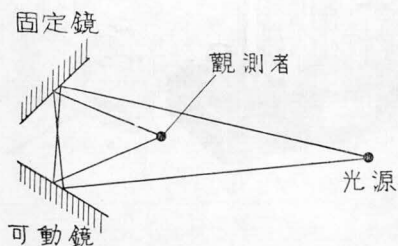
註32 文献(19) Suppressed zero electrodynamic voltmeter; F.K. Harris; JRNBS Vol. 3. No. 3. 1929. p. 445.



第 28 図



第 29 図



第 30 図

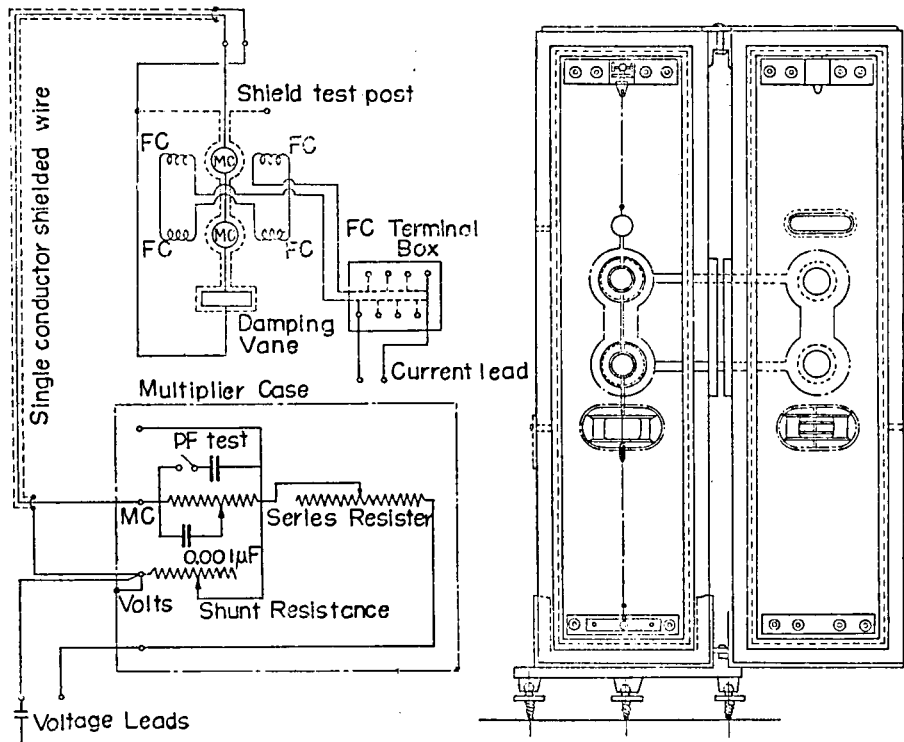
註34
のと考えられている。第31図はこれを示す。設計の基準は次の点におかれた。すなわち、(1)枠組、構造物は非磁性体、不導体の材料を用いること。(2)零点の移動が小さいこと。(3)被測量の0.01%の変化を確認しうる感度をもつこと。(4)500c/sで直流と交流の差は無視しうること。(5)無定位とすること。(6)制動は臨界制動の一步手前であること。(7)応答度 (Res-

ponsibility) は速かで10秒以内であること。(8)可動 coil, 鏡, 制御翼は相互に強制振動をさけるように固く取り付けられること。(9)最小の視差で読取可能なこと。(10)電圧は 300 V, 電流は 5A まで range の切換が容易なことなどである。かくて構造物も金属をさげ、硝子を用い(この故に一名 Glass Wattmeter と呼ばれる。)懸吊型、無定位の構造をとり指示は 2m の半径の scale 上に得られ、電力測定の場合 1mm が 0.025% に相当する。特に可動部は最大偏れ位置で常に M が 0 になるようにしたので周波数の高くなつた場合、大きな誤差因子となることを免れてい

註33 Double optical lever の作用は次の如くである。

第28図で A が固定鏡, B は可動鏡である。 A, B のなす角が頂度 $\pi/2$ になる時, 点光源からの一つの光線は B, A を経て観測者の望遠鏡に入る。も一つの光線は A, B を経て同じように入ってくる。かくて二つの光源の像が望遠鏡中にみられる。この二つの像が近ずいたり, 離れたりすることは可動部の角度位の程度を非常に拡大して示していることになり, 両者が一致した時が標準の偏れの位置を示すことになる。この方式で感度を高く得ている。

註34 文献(6)。



第 31 図

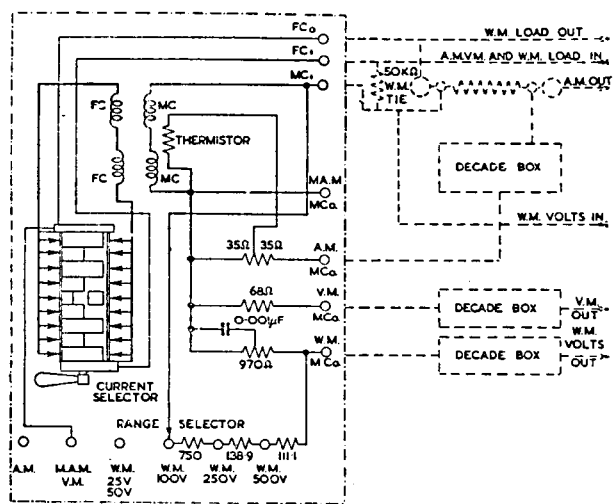
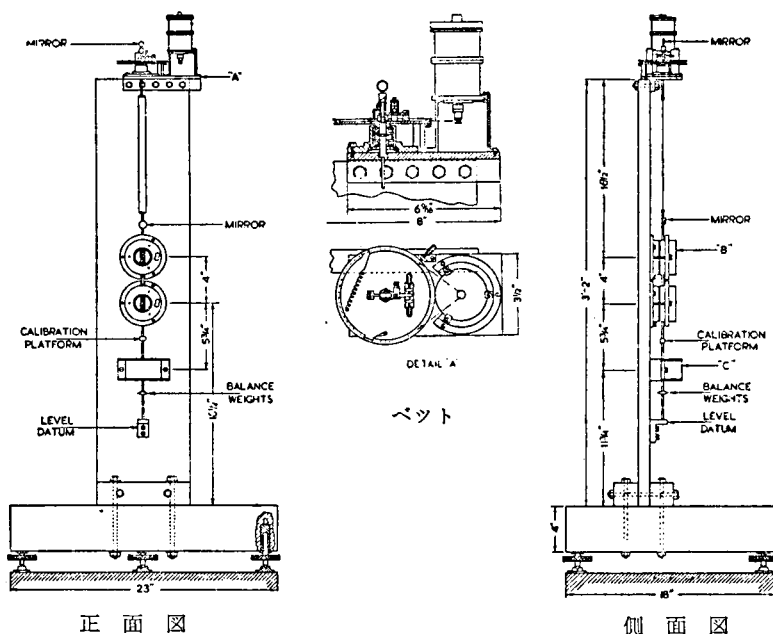
る。そしてほぼ 2000c/s 近くまで所要の確度を得ている。内部位相角による誤差は 50c/s では象限電位計と比べ 0.5' 程度なることを確めている。高い周波数では Mica Condenser を予め Schering Bridge で loss angle を測り、これと比べている。ただこの際の象限電位計に関しては詳細な報告がなくその特性を知るよしもない。

その後 1954 年南阿では South African National Physical Laboratory で NBS の標準器を参考^{註35}に Torsion head 型をつくつた。第32図の如く支持物は大理石を使用、吊線は bifilar で読取は可動部の平衡は下の鏡による spot で副 scale 上に、また head の鏡による spot でその回転角を読む。主 scale と鏡の距離 2m, head は mag-slip motor で測定者から遠隔操作される。電流は 0.5~5A, および 50mA, 電圧 25~500V の range を有し、50c/s で電力測定の場合は p.f. 1~0.5 の間で全目盛で確度 0.01% と称している。交直流の差 0.05%, 位相誤差は 50c/s で 0.12', 5,000~10,000c/s まで、電流計、電圧計として使用できる。

3.1.5—2 差動法および零位法によるもの

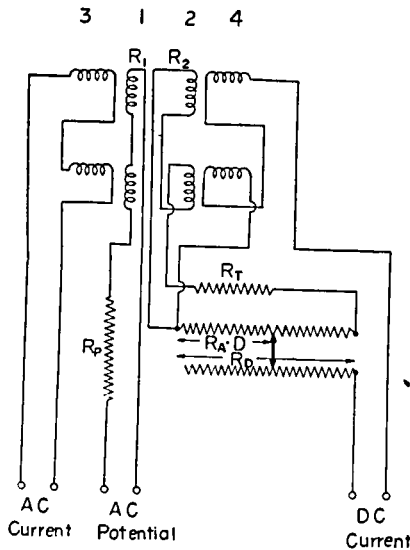
両法とも直流と交流のそれぞれのトルクを方向

註35 文献(4)。



第 32 図

反対にして平衡させ、前法はその差によつて生ずる偏れを読み本質的には偏読法である。後法は偏れを0とするいわゆる零位法である。この場合直流側トルクを電流計機構によるものと、可動 coil 型機構によるものとがある。見方を変えれば交流と直流を比べるというよりはむしろ交流で使う電流計で spring による制御トルクにかえて直流によるトルクを利用、つまり電氣的



第 33 図

ただし

D : Dial の読み

X : scale 上の spot の偏れ

$G: G = dM/d\alpha$ 脚字は coil 番号

E_s : 標準電池起電力

R_s : 標準電池温度補償回路抵抗

R_A : Dial 1 notch の抵抗

U : spring の制御定数

Z : scale と鏡の距離

でいずれも計器定数である。さらに

差動電流計の coil は上下 2 素子に分れ、無定位の構造をとりかつ、直流側巻線は上下で巻方向を逆にして誘起交流分を打消すようになっている。上下 2 素子はそれぞれ交流、直流両巻線を持っている。さて $C_X \cdot X_{\max}$ が $C_D \cdot D_{\max}$ の 1% となるように Z を調整しておけば X_{\max} の 1/100 を正確に読めるようにしてあるから結局定格の 1/10000 を読み取れて、読みの精度は 0.01% である。当然 D が小さくなれば読み取り精度は下る。dial 位置 D 、偏れ X のとき読みの誤差は単に $\Delta X/X$ ではなく $\Delta X/(D+X)$ に圧縮される。定数 C_D 、 C_X は常にその関係が一定なることが check できるようになっている。交流誤差についても考慮が払われているが、本器は別の標準電力計を標準として校正されているにもかかわらず、この標準電力計については何等述べられていない。

註37 相互比較という意味から同程度の電流計とみられるが、あるいは前記 Glass Wattmeter の試作調整中のものであつたのかもしれない、かくて現在でも本器は電力用、電流用に使用されている。

に制御トルクを与えるものともいえる。いずれにしろ前述の普通の偏読法のものに比べて構造は複雑化することはやむを得ない。

1932年 NBS で作られた Composite Coil Dynamometer^{註36} は差動電流計を利用し、直接、交流と直流を比べるもので、第33図は電力測定の場合の原理図である。被测電力を P とすれば

$$P = C_D \cdot D + C_X \cdot X$$

ここに

$$C_D = \frac{G_{24}}{G_{13}} \cdot \frac{R_P + R_1}{R_D + R_T + R_2} \cdot \left(\frac{E_s}{R_s} \right)^2 R_A$$

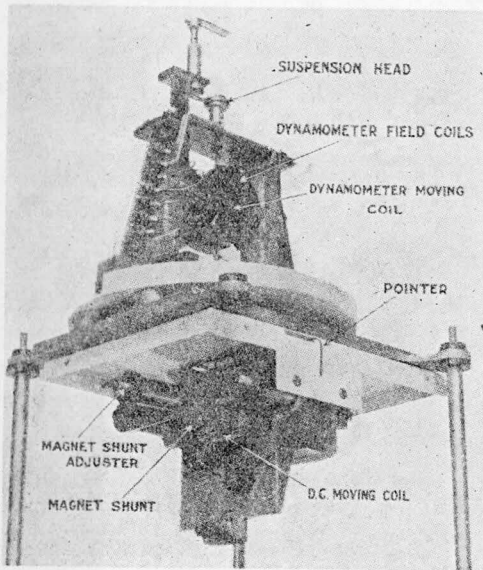
$$C_X = \frac{R_P + R_1}{G_{13} \cdot Z} \cdot U$$

註36 文献(20) Composite coil electrodynamic instrument; F.B. Silsbee; JRNBS Vol. 8. 1932. p. 217.

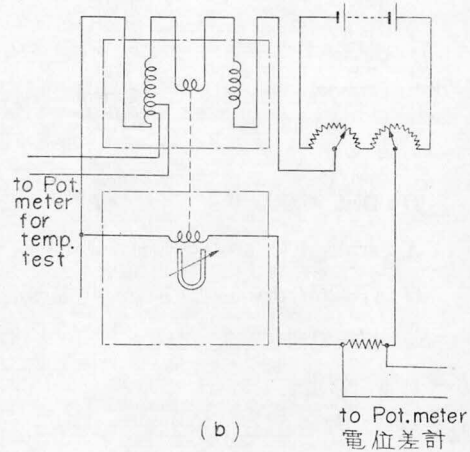
註37 文献(20) 中の第5節に NBS で交直比較器として常用される suspension type の電流計型電力計とのみ記されてある。

註38

1946年英国は NPL で Schotter および Hawkes の比較器が発表された。交流電力、電圧を電位差で規定した直流と比べるので交流両 torque を平衡さす零位法である。計器定数を常に check でき、安定性も充分にあるという。第34図は可動部外観および定数 check の結線図である。可動 coil は同一軸にそれぞれ上下に別個に分けてつき、可動部は上下に吊線で緊張されている。交流側 torque は電流計型、直流のそれは可動 coil 機構となつている。普通の計器に多い spring に基づく誤差をさけるため、制御 torque を電氣的な力、すなわち直流の torque によつて調整する。この torque の調整を Magnetic shunt で簡易に行うため、電流計機構をさけ、可

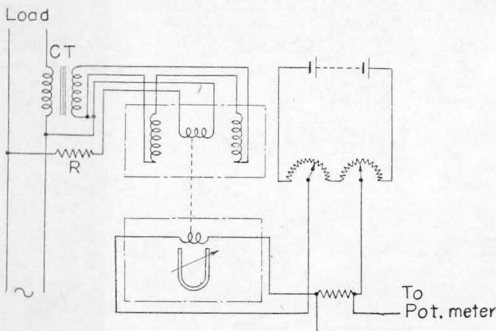


(a)



(b)

第 34 図



第 35 図

動 coil 機構を採つている。(b)図の結線で直流を一定ならしめ、偏れを 0 にするよう Magnetic shunt を調整する。両 torque が等しければ

$$I \frac{dM/d\alpha}{\phi \cdot N} = 1 \quad \text{or} \quad I \cdot K = 1$$

すなわち、計器定数 $K = \frac{dM/d\alpha}{\phi \cdot N}$ は ϕ を調整して上の関係にあらしめる。

ここに ϕ : 可動 coil 機構の永久磁石の磁束

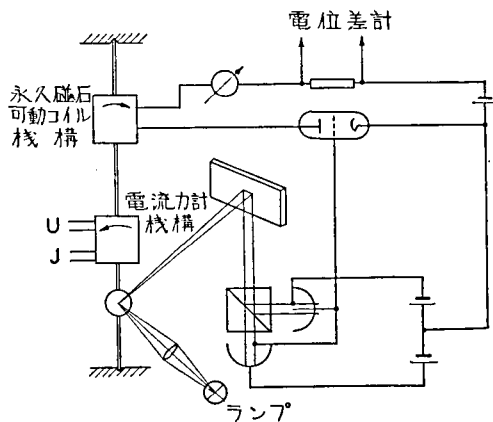
註38 文献(21) A precision AC/DC comparator for power and voltage measurements; G. F. Schotter, H. D. Hawkes; PEE Vol. 93. Part II. 1946. p. 314.

N: 可動 Coil 機構の coil 巻数

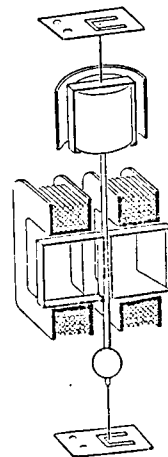
こうしておけば交直両 torque が平衡したとき被测交流は直流電流と完全に対応する。

なお上下の機構は磁氣的、静電的に遮蔽され、かつ全体として外部磁界に対して遮蔽されている。第35図は電力測定の場合で、平衡した際の直流電流を電位差計で測つて交流電力を知る。かくて定格値の 0.01% の検出が可能である。確度は 0.05% といわれ副標準器(吾国であれば 0.2 級計器を指すと考えられる)の校正を直流電位差計と同程度の簡易な操作で行っている。内部位位相角、残留磁気に基づく誤差は未だ補償および設計上尚検討すべき問題を残しているが、他の誤差はほとんど完全に除かれている。象限電位計と相互比較を行い交直の差は約 0.02% とされている。

最近上記の NPL のものと同様な原理を用い、平衡をうるのに光電管を用い自働的に行うものがドイツに現われた。第36図は構造および結線図である。可動部の零位からの微小偏位に応じて、図のプリズムを通じてそれぞれの光電管に当る光量が変わり、真空管の格子電圧を変え、直流回路の電流を自働的に一定に保ち平衡を維持する。総合誤差は 0.05% といわれる。もともと交流



結 線 図



構 造 図

第 36 図

を直流に変換する機構として遠隔測定、制御用に用いるものであり、光源、光電管の特性の安定度の問題があるが将来この方式による標準器は上述の確度の点よりみても大いに注目すべきである。

極く最近ドイツの Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) で計画中の比較器はこれを発展せしめたもののよう

であるが現在実験中であるらしく詳報はない。先に、^{註40} 31.3 で触れたように電流力計型比較器で実用試験用としてはこの方式は極めて有効であろう。

註39 文献(22) Ein neuer Präzisions-Messumformer für Wechselstromleistungsmessungen; J. Sorge.; VDE Fachberichte 1953. S. 27/I

註40 文献(23) Bericht über die Tätigkeit der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Jahre 1951 S. 13.

文献(24) " in Jahre 1952. S. 20.

文献(25) " in Jahre 1953. S. 32.

3.2 静電型交直流比較装置

3.2.1 概 観

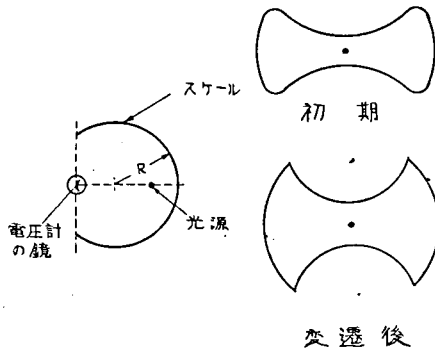
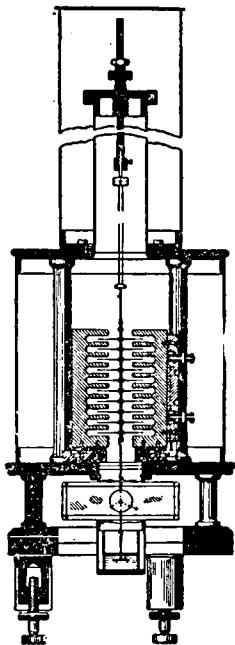
本型式の得失としては

- (1) 静電力を利用するため一般に torque が小さい。
- (2) 周期が長い。
- (3) 装置が delicate で取扱いが困難である。
- (4) 交流誤差に関しては電流力計に比し誤差因子は少く、本質的には最も優れた比較器である。等を挙げることが出来る。

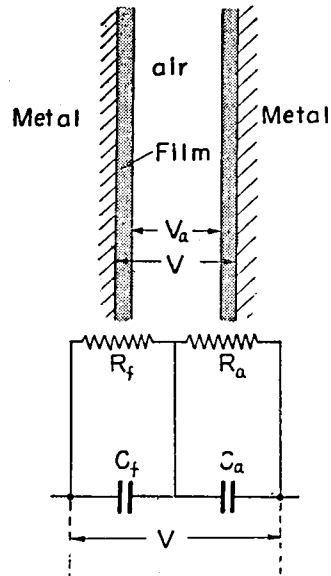
型式としては、現在電圧の比較には静電電圧計を、電力の比較には象限電位計を用いている。^{*} 電流の比較には交流標準抵抗の電圧降下を静電電圧計で測定する方法がとられている。

3.2.2 静 電 電 圧 計

英国 NPL においてはかつて Kelvin および White によつて採用された Kelvin 多房静電電圧計が交流電圧標準器として用いられた。^{註41} 偏読法を採用し、長さ 8m の長大な弧状 scale の採



第 37 図

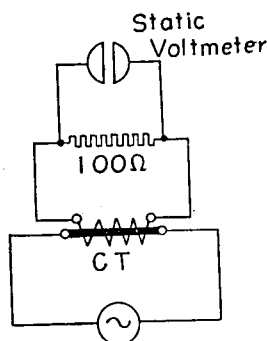


第 38 図

註41 文献(11) p.138.

^{*} 象限電位計も電圧測定用に使用する方法もある。

用により 50~120V の間で 0.01V の測定が可能であつたが、その欠点を補つたものが1921年に発表された。その特徴は(1)可動部の重量を軽減し、(2)吊線の弾性疲労による零位の移動をさけるために bifilar suspension を採用、(3)可動翼の形を変えて偏れの大小にかかわらず満足すべき scale law を得るようにし、(4)構造を簡単に、調整を容易にした。第37図はこの電圧計および可動翼の変遷を示す。この電圧計は消費電力が極めて小さいうえにうえに読みの精度は 100V で 1/20000 に達した。交流および直流における感度を等しくするために静電遮蔽を行つている。絶縁材料は良質のものを用い漏洩、吸収現象を無視しうるようにしてある。こうして交流の測定確



第 39 図

度は0.05%と称された。相互比較^{註42}という意味から、同種の電圧計数個を比べた結果、交流直流での感度はそれぞれ0.02~0.03%程度異なることが判り、電流計型標準電圧計（これは反照型ではあるがこれの構造及び特性についてはよく判らない。）と比べた結果、この相異が極板表面に生じた半導体の酸化皮膜^{註43}によることが判明した。その等価回路を第38図に示す如くを考えると、直流の感度誤差は R_f/R_a で決り、交流のそれは空気の損失角を無視できるとして、

$$\frac{Z_f}{Z_a} = \frac{C_a}{C_f} \left(\frac{1}{1 - j \omega \tan \delta_f} \right)$$

によつて評価される。したがつて皮膜の生じない貴金属を極板に使いたいが、可動部の重量を増すので現在は矢張り Al 合金を用いている。使用に当り熱起電力の影響をとるため、2回の読みをとることはいうまでもない。

次に電流の測定に用いる回路を第39図に示す。CT の2次負担として 100Ω の交流標準抵抗を使いこの電圧降下を測る。静電電圧計の impedance が極めて高いため、shunt effect の心配はない。

ここで酸化皮膜による誤差問題がとなつたが、その影響はほとんどないという報告が極く最近オーストラリアで現われ注目をあつめている。これについては後に述べるであろう。

3.2.3 象 限 電 位 計

この古典的電位計も前述の特色(4)の故に今日に至るも交流精密測定では重要視されている。象

註42 文献(26) The electrostatic voltmeter as a DC/AC transferinstrument; R. S. Spilsbury, A. Felton; JIEE Vol. 89. Part II. 1942. p. 132.

註43 文献(27) Das Problem der exakten Messung von Wechselstrom; R. Schmidt; VDE Fachberichte 16 Bd. 1952. S. 25/1

註44 文献(28) Determination of the AC/DC transfer error of an electrostatic voltmeter; W. H. Smith, W. R. Clothier; PIEE; Vol. 101 Part II No. 83. 1954. p. 465~469.

限電位計の指示を示す理論式は初め ^{註45}Maxwell によつて可動翼の角度位を α とするとき、

$$D \cdot \alpha = (P_1 - P_2) \left(N - \frac{P_1 + P_2}{2} \right)$$

と与えられた。

ここに第40図において、 P_1, P_2, N は固定象限 1, 2, および可動翼の電位を表わし、 α は偏れ、 D は制御定数である。しかるに Orlich ^{註46}および Schultz が示したように、上の表現の制御力は吊線のみによつて決めるものでなく、可動翼の電位、象限間の電位差によつて変化する。この理由は(1) Maxwell の式の導出には容量を偏れ α の冪級数として展開する場合近似のとり方を低くとつたためで実際には α のより高次の項までとる必要がある、従つて上の表現の D の代りに

$$D' = D[1 + R(N - P_1)(N - P_2) + S(P_1^2 - P_2^2)]$$

と表わされる。但し R, S は構造によつて決る定数。従つて torque 定数と称すべきものが電圧特性をもつ。

(2)更に接触電位差の影響をうけるから

$$N = V_0 + p_0$$

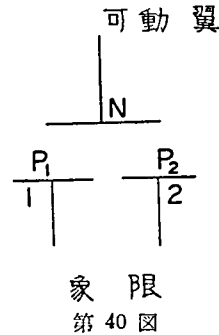
$$P_1 = V_1 + p_1$$

$$P_2 = V_2 + p_2$$

但し V : 印加電圧 p : 接触電位差

したがつて偏位法で使用する場合は R, S をある値以下に押え、接続を適当に変えて P の影響もとるよう工夫するほか、酸化皮膜の影響も考慮する必要があり、象限電位計を使いこなすためには相当な経験、および熟練を必要とする。^{註47}Kowvenhoven による比較的詳しい研究等もあるが、標準器としてこれを発展せしめたのは NPL の Paterson, Rayner 等であり、今なお揺がぬ英国の伝統はこれによつて電力の標準を維持している。

さて発展の跡をたどれば、第41図はドイツPTR(Physikalisch-Technischen Reichsanstalt)における1907年に発表された、Orlich, Schultz ^{註48}による象限電位計である。可動翼にかかる電圧が100V 以上になると、電位計内部の絶絶の問題、電位分布の問題、極板面の酸化皮膜の問題等について考慮しなければ測定が不正確になる。象限の支持構造は第42図の如く絶縁物はエポナイトを用い三重に金属環 r で遮蔽してある。酸化皮膜の影響をさけるため、極板には金鍍金を施して

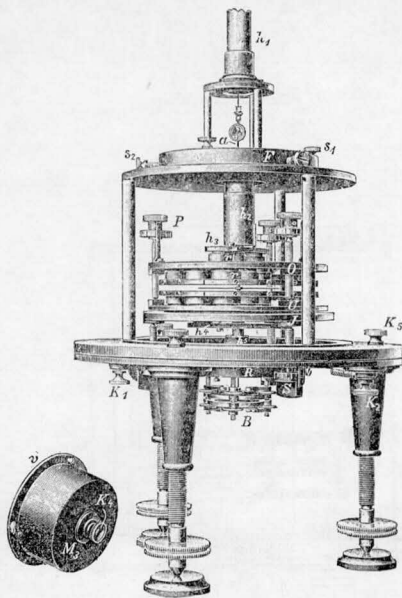


註45 文献(29) A treatise on electricity and magnetism; J. C. Maxwell; Vol. 1.

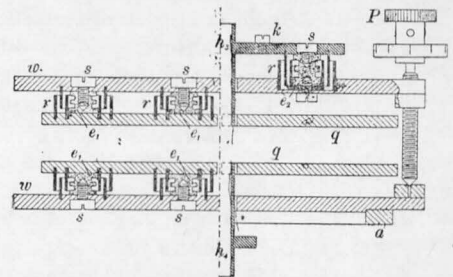
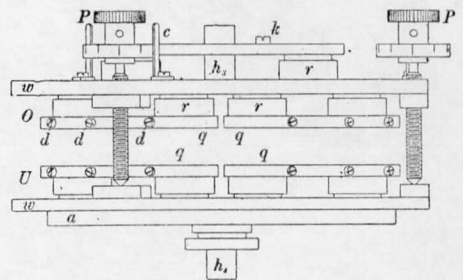
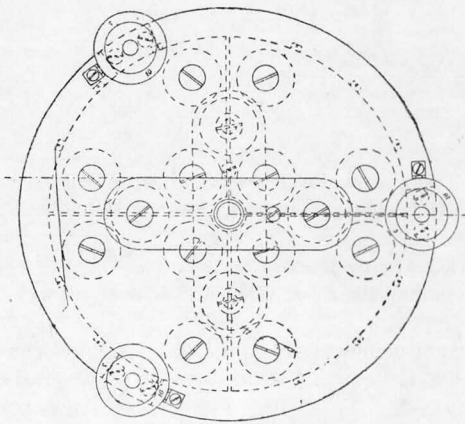
註46 文献(30) H. Schultze; Zeitschrift für Instrumentenkunde 1906. S. 147.

註47 文献(31) The Quadrant Electrometer; Kowvenhoven; Trans. AIEE Vol. 44. 1952. p. 761

註48 文献(32) Ein neues Quadrantenelektrometer für dynamische Messungen; H. Schultze; Zeitschrift für Instrumentenkunde XXVII Jahrgang Martz 1907. Drittes Heft. (次頁下段へ続く)



第 41 図

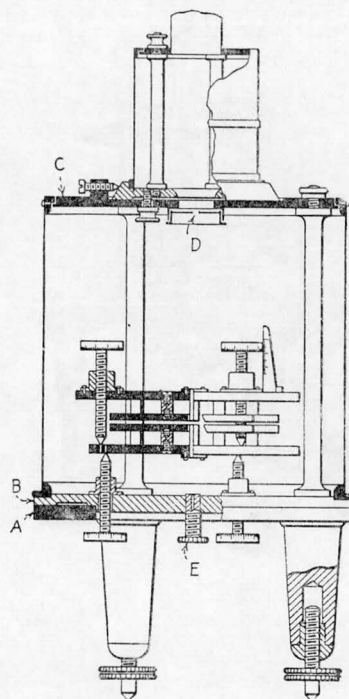
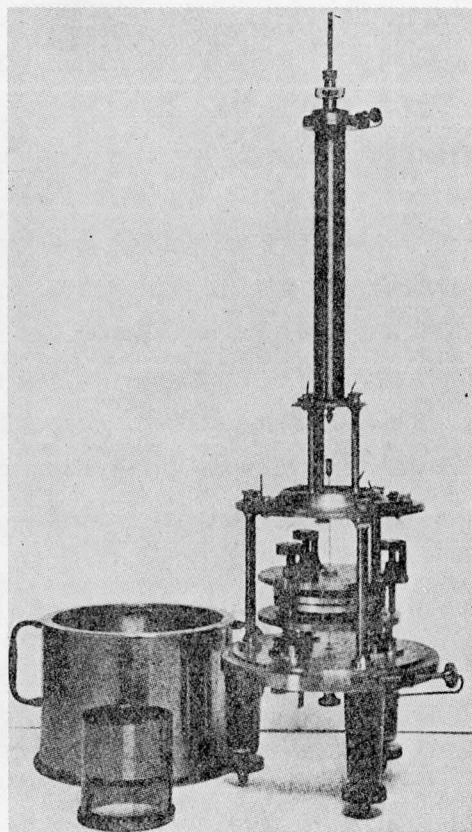


第 42 図

いる。吊線は直径 $5\sim 20\mu$ の白金線あるいは厚さ 5μ の
^{註49} 圧延白金帯を用いる。可動翼は ^{註50} Magnalium を用い
 る。感度、周期、温度等を考慮して、充分に確実で安
 定な調整を行つた後使用する。^{註51}

20μ の白金帯の吊線を用いた場合周期 12.3 sec. V_0
 $=150V$, $V_1=1.0186V$ で 2m の距離の scale で光点
 の偏れ 390mm とされていた、

一方 NPL においては Paterson, Rayner 等による
^{註52} 象限電位計が標準電力計として採用され、今なお使用
 されている。外観および構造は第43図に示す。象限は
 銅—アルミニウム合金で、象限部の直径 12cm、この



第 43 図

註48(統) 文献(33) Die Tätigkeit der Physikalisch-Technischen Reichsanstalt in Jahre 1906.

Zeitschrift für Instrumentenkunde XXVII Jahrgang Mai 1907. Fünftes Heft

註49 吊線に白金を用いたものに次の例がある.

Zeitschrift für Instrumentenkunde 27 Jahrgang Januar 1907. S. 30. の文献紹介欄に
文献(34) Über ein Elektrometer von hoher Empfindlichkeit; A. Kleiner; Viertel jahrsschr. d.
Naturforsch. Gesellsch. in Zurich. 1906. S.226.

操作の詳細は PTR のそれと同様. (Z. für Instrumentenkunde 24 Jahr. 1904. 参照) Edelmann
のと同じ構造である. 制御力が非常に小さく, 真空中におくか, 水素ガスを満たした中で使用される.
長さ 10cm, 厚さ 3μ の白金帯を用い, 感度は 2m の距離で 1V で 1000 目盛される. 1 目盛は 1mm
であろう. 周期については言及されていない.

註50 Magnalium は Hannover の Firma Roeder & Co. 製で硬さの点でアルミニウムより優れている.

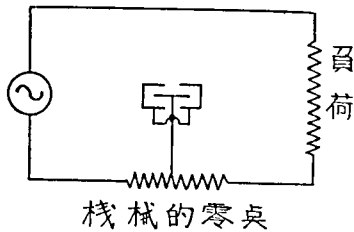
註51 調整の詳細は, Z. für Instrumentenkunde 27, 1907. S.70~71. を参照.

振動に対しては Juliussche Aufhangung を用いる.

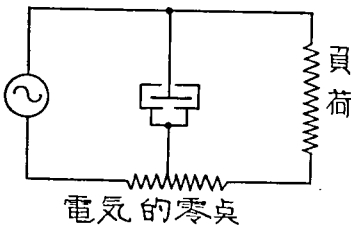
Juliussche Aufhangung については

文献(35) Z. für Instrumentenkunde 16, 1896. S. 267 参照.

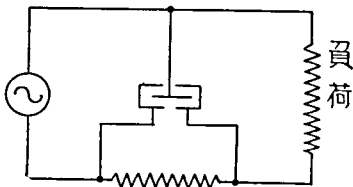
註52 文献(36) The use of the electrostatic method for the measurement of power; C.C. Paterson,
E.H. Rayner, A. Rinnes; JIEE Vol. 51 1913. p.294.



機軸的零点



電氣的零点



第 44 図

部分の幾何学的構造は特性と重要な関係をもつので、象限の相対位置の調整も 0.001mm を微細捻子で自由に調整しうようになっている。可動翼も象限と同一金属で 0.015mm の厚さのため、平面性を維持するため、周辺に溝型の凹みをつけている。上下象限極板の間隔が 2mm で空気の制動により周期約 16sec. である。一般に象限電位計には二つの零点がある。すなわち(1)象限、可動翼が同一電位にある時これを機軸的零点といい、(2)象限は同一電位にあり、可動翼とこれとの間にある電圧をかけた場合を電氣的零点という。第44図はこれを示す。もし電位計が完全に対称な構造であれば、これらは一致する。したがって象限、可動翼の相対位置を微細調整してこの条件をうるようにする。

象限、可動翼との相対位置と感度との関係、計器定数の決定法は参考資料に述べてある。^{註53, 54}

偏読法で象限電位計を電力測定に使う場合、計器定数は可動部の変位によつて決るが、これは第47図(a)に示す

註53 一般に象限電位計の指示は次式で示される。

$$\tau\theta = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\partial C_{CN}}{\partial \theta} \right) V_N^2 + \left(\frac{\partial C_{1N}}{\partial \theta} \right) (V_N - V_1)^2 + \left(\frac{\partial C_{2N}}{\partial \theta} \right) (V_N - V_2)^2 + \left(\frac{\partial C_{12}}{\partial \theta} \right) (V_1 - V_2)^2 \right]$$

ここに τ : 吊線の制御定数 θ : 角変位 C : 容量 V : 電位 脚字 1, 2: 象限 脚字 C : 遮蔽面 N : 可動翼を示す。

ここで $C_{CN} = C'_{CN} = C''_{CN}\theta + C'''_{CN}\theta^2 + \dots$

$C_{1N} = C'_{1N} + C''_{1N}\theta + C'''_{1N}\theta^3 + \dots$

$C_{2N} = C'_{2N} + C''_{2N}\theta + C'''_{2N}\theta^3 + \dots$

とおき、 P を接触電位差とすれば

$$A'' = \frac{C_{CN}'' + C_{1N}'' + C_{2N}''}{2\tau}$$

$$B'' = \frac{C_{1N}''}{2\tau}$$

$$C'' = C_{2N}''$$

$$E'' = \frac{C_{1N}''(P_1 - P_N)}{2\tau}$$

$$F'' = \frac{C_{2N}''(P_2 - P_N)}{2\tau}$$

$$G'' = \frac{P_N(C_{CN}'' + C_{1N}'' + C_{2N}'') - P_1 C_{1N}'' - P_2 C_{2N}''}{2\tau}$$

$$A''' = \frac{C_{CN}''' + C_{1N}''' + C_{2N}'''}{2\tau}$$

(次頁へ続く)

$$B''' = C_{1N}''' \\ C''' = C_{2N}'''$$

とおくことにより

$$\theta[1 - V_N^2 A''' - V_1^2 B''' - V_2^2 C''' + 2V_N(V_1 B''' + V_2 C''')] \\ = V_N^2 A''' + V_1^2 B''' + V_2^2 C''' - 2V_N(V_1 B''' + V_2 C''') + 2V_1 E''' + 2V_2 F''' + 2V_N G'''$$

定数の決定

第45図において, I, IIはそれぞれ垂直あるいは水平に接続しうようになっている。第3表のように4回の読みをとれば

第 3 表

| I | II | 偏 れ | V_N | d |
|-----|-----|------------|-------|-----|
| 垂 直 | 垂 直 | θ_1 | + | + |
| 水 平 | 垂 直 | θ_2 | - | + |
| 水 平 | 水 平 | θ_3 | - | - |
| 垂 直 | 水 平 | θ_4 | + | - |

$$\begin{aligned} \theta_1[1 - V_N^2 A'''] &= 2Vd B'' + d^2 B'' - 2dE'' + 2V_N G'' \\ \theta_2[1 - V_N^2 A'''] &= -2Vd B'' + d^2 B'' - 2dE'' - 2V_N G'' \\ \theta_3[1 - V_N^2 A'''] &= 2Vd B'' + d^2 B'' + 2dE'' - 2V_N G'' \\ \theta_4[1 - V_N^2 A'''] &= -2Vd B'' + d^2 B'' + 2dE'' + 2V_N G'' \end{aligned}$$

となる。これから

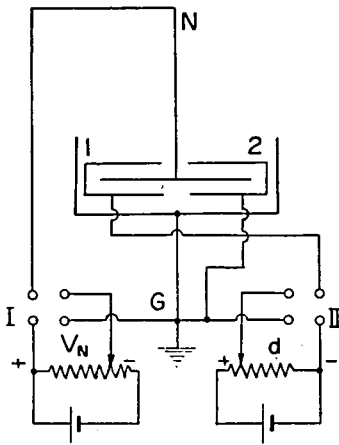
$$[1 - V_N^2 A'''][(\theta_1 + \theta_3) - (\theta_2 + \theta_4)] = 8Vd B''$$

$$[1 - V_N^2 A'''](\theta_1 + \theta_4) - (\theta_2 + \theta_3) = 8V_N G''$$

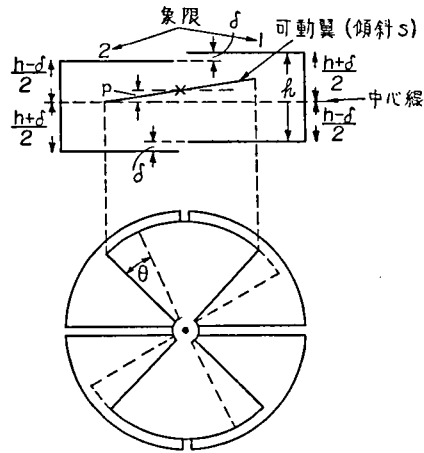
$$[1 - V_N^2 A'''][(\theta_1 + \theta_2) - (\theta_3 + \theta_4)] = -8dE''$$

$$[1 - V_N^2 A'''](\theta_1 + \theta_2) + (\theta_3 + \theta_4) = 4d^2 B''$$

となり定数を決定できる。



第 45 図



第 46 図

註54 文献(37) A sensitive modification of the quadrant electrometer; its theory and use; A. H. Compton, K. T. Compton; Physical Review Vol. 14. No. 2. 1919. p. 85.

象限, 可動翼の相対位置と感度との関係 Compton により次のことが明らかにされている。

第46図において

$$\tau\theta = \frac{R^2}{\pi h} \left\{ V_N d \left[1 + \frac{\delta^2}{h^2} + \frac{4p^2}{h^2} + \dots \right] + V_N^2 \left[-\frac{4p\delta}{h^2} \left(1 - \frac{2\delta^2}{h^2} + \frac{8p^2}{h^2} - \dots \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{8RS\delta}{3h^2} \left(+2\frac{\delta^2}{h^2} + \frac{8p^2}{h^2} + \dots \right) \theta + \frac{64}{5} \cdot \frac{R^2 s^2 \delta}{h^4} \left(1 + \frac{5\delta^2}{h^2} + \frac{20p^2}{h^2} - \dots \right) \theta^3 \right] \right\}$$

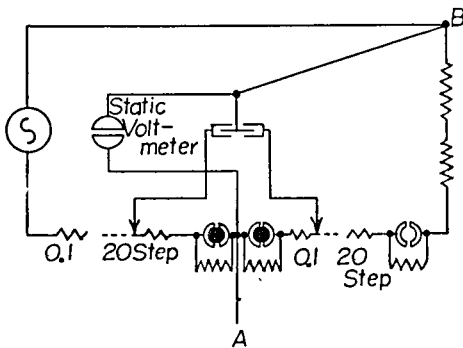
書き直して $\tau\theta = KV_N d - Cp\delta V_N^2 + As\delta V_N^2\theta + Bs^3\delta V_N^2\theta^3$

$d=0$ にして $\tau\theta = KV_N d + As\delta V_N^2\theta + Bs^3\delta V_N^2\theta^3$

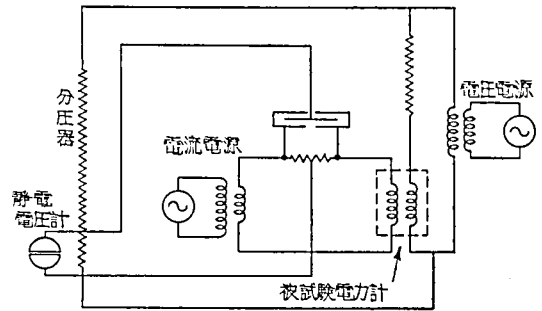
故に感度 $\frac{\theta}{d} = \frac{KV_N}{\tau - As\delta V_N^2 - Bs^3\delta V_N^2\theta^2}$

これより s と δ が同符号なら感度は増し正の静電制御力が働く。 s と δ が異符号なら感度は減じ、負の静電制御力が働く。

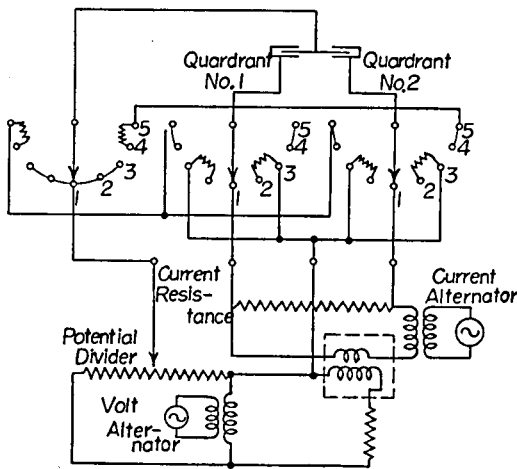
すなわち感度は一対の象限を単に垂直に変位させて調整しうる。



(a) AB間=200Ω



(b)



(c)

第 47 図

回路で静電電圧計を使つて定めることができる。

K : scale 上の偏れ D における定数

I : 電流

E : AB 間の電圧

R : 象限間をつなく抵抗

とすれば

$$K = \frac{E \times I \times R}{D}$$

として D が決る。

電力計を試験する場合は (b) 図において

R_1 : 電流の流れる抵抗

γ : 分圧器の分圧比

D_1 : scale 上の偏れ

として

$$P = \frac{KD_1\gamma}{R_1}$$

で与えられる。(c) 図においてスイッチの位置に対し、(1) で電力計が測定回路へ接続され、(3) (5) は電氣的、機械的零点を与え、(2) (4) は零点試験へ移す時、回路が開路しないように補償抵抗が入るようになっている。象限回路が開路すれば charge されて高電位となり、可動部に歪みを生ずるので開路してはならない。こうして NPL では本器を電力計の一次的な標準として^{註55}いる。最近 PTB で新たに象限電位計を計画中であるが、その詳細は未だ判っていない。

註55 文献(27) S. I/28

(23) S. 13

(25) S. 32

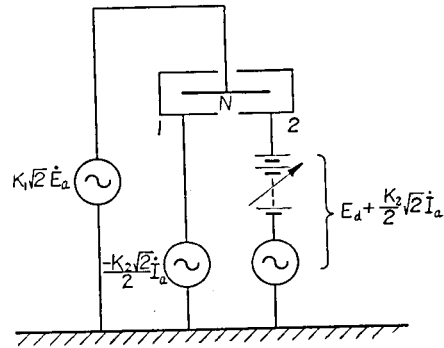
零位法で象限電位計を使用する方法として、
第48図の原理図に示すものが考えられる。可動
翼と各象限間の電位差は負荷電圧、電流に比例
する電圧、および直流電圧によって与えられる。
可動翼の偏れを θ とすれば図において

$$\theta \propto \frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(\sqrt{2} K_1 \dot{E}_a + \frac{K_2}{2} \sqrt{2} i_a \right)^2 - \left(\sqrt{2} K_1 \dot{E}_a - \frac{K_2}{2} \sqrt{2} i_a - \dot{E}_d \right)^2 \right] dt$$

直流電圧 E_d を加減して $\theta \rightarrow 0$ ならしめれば、
交流電力 P_a は、 K_1, K_2 は既知の定数（厳密
には Vector 量）だから

$$P_a = E_a I_a \cos \varphi \propto E_d^2 / 4$$

となり、交流電力は直流電圧で表わすことができる。これは我々が採用している方式である*。



1. 2. 象限
N 可動翼

第 48 図

3.3 熱型交直流比較装置

3.3.1 概 説

直流から交流に値を移す仲介に電流によつて生ずる Joule 熱を利用するもので、熱の利用方法によつて種々なる型式を生ずる。

一般的得失としては

- (1) 熱絶縁の困難性は熱測定を困難ならしめ、更に電氣的ならびに熱的兩現象の時間的ずれの影響があることは、本型式の最大の欠点である。
 - (2) 比較的周波数特性が優れている。
 - (3) 装置自体が簡易になる。
- 等を挙げることができる。

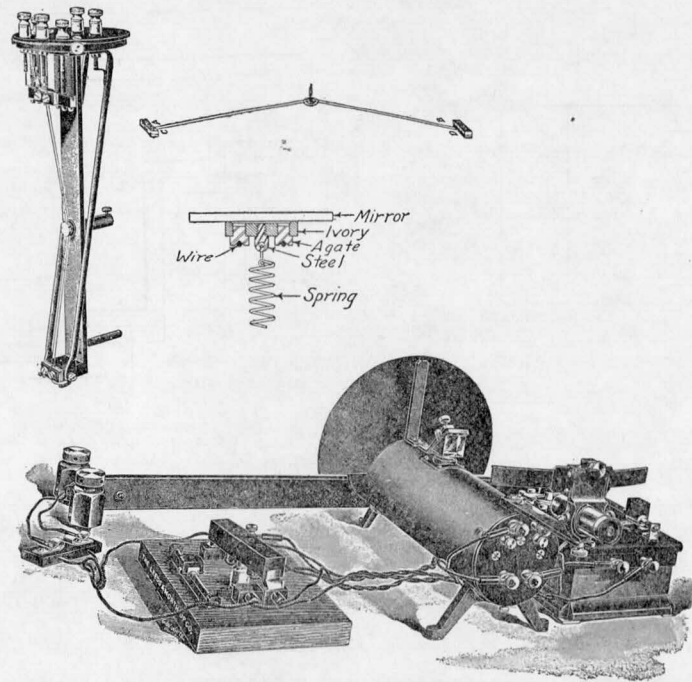
(1)の欠点により高確度のものが得難く、凡そ 0.1%程度の確度が限度とされていた。しかし(2)(3)は大きな魅力であり、最近熱電対の特性に関する研究がすすんで0.01%近くの確度で測定を可能ならしめるものが現われ、電圧、電流用としては標準器の地位を占める可能性が強く今後の発展が期待される。

型式としては、熱線型、熱電対型その他、ブリッジ型式のもの等がある。高周波になると熱量計型、標準電球の輝度を比べる方式など種々あるが、これらについては割愛し 20kc 程度まで、確

註56 無線周波数の実用標準器に関しては

文献(38) 無線周波数における実用標準器の確立；電波審議会答申 諮問第1号の第1(昭和25年度)に文献その他の紹介がある。

* P.80, P.82 参照



第 49 図

度0.1%程度以上のものについて解説する。

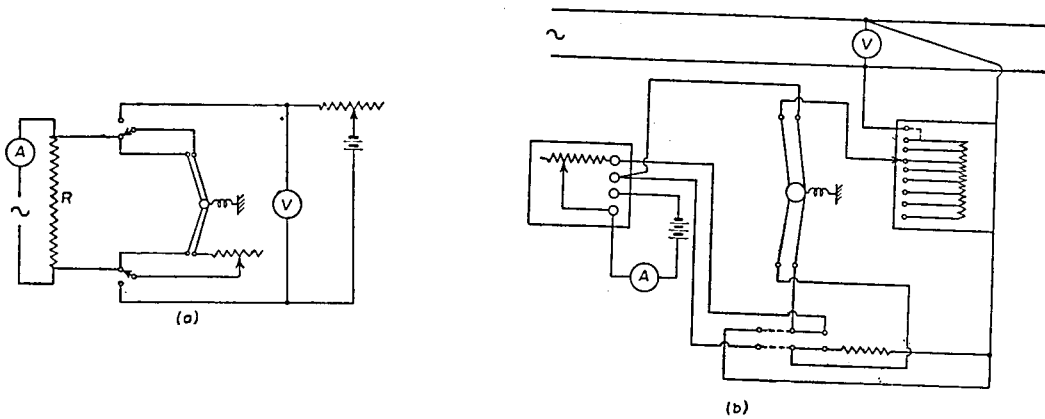
3.3.2 熱線型比較器

最も古典的なものとして 1906 年 E. E. Northrup の発表した電流、電圧比較器^{註57}がある。第49図は外観構造を示す。それぞれ交流、直流を流す。等質、等長、等抵抗の2本の熱線は両端を固定され、中央に熱線に絶縁して取付け鏡たについている spring で適当に緊張されている。かくて発生熱量に比例して熱線の伸縮により鏡が左右に偏れる。直流を調整して偏れを0ならしめれば交直流夫々の発生熱量は等しくなり発生熱量は電流の2乗に比例するから、直流の値より交流値を得る。第50図(a)(b)はそれぞれ電圧、電流の測定の場合を示す。(a)では交流標準抵抗 R の電圧降下を測っている。

3.3.3 熱電対型比較器

熱型では本型式のものが最も多く用いられ交直流、いずれの heater 電流の場合も Joule 熱

註57 文献(38) Standard apparatus for measuring volt, ampere, and watts; E. E. Northrup; Journal of Franklin Institute Vol. 166. 1908. p. 115



第 50 図

によつて発生する熱起電力を利用するもので、この熱起電力すなわち変換された直流を基準に heater を流れる電流を比較することができる。真空熱電対の junction の温度は heater の温度によつてきまり、これは heater 電流のみならず周囲温度に応じて変化する。たとえば熱起電力も真空熱電対では硝子壁の温度が 0.1°C 変れば約 0.04% は変る。また熱の慣性ともいふべきものにより定常状態に達するまで時間を要するので、空気中におかず石油槽中に入れてこの時間を短縮したりする方法も採られている。この比較的簡単な交直比較器である熱電対もなお重要な欠点をもっている。いわゆる方向誤差と呼ばれるものがこれである。すなわち Junction が直接 heater に結びついている直熱型では、この点に流れる heater 電流の電圧降下が、heater を流れる電流の方向によつて符号を変えて熱起電力に加算されて起電力回路に現われるので当然熱起電力回路電圧はそれぞれ異つてくる。そこでこれをさけるため Junction と heater を熱的には結びつけるが、電気的には絶縁する材料で結ぶ絶縁型、あるいは Junction と heater を離れたいわゆる傍熱型が考えられた。しかしながらこれでもなお最大 0.2% 程度の方向誤差のあることが確められたし、直流の極性を変えて熱起電力の2回の平均をとつたものと、交流の場合の熱起電力が異なることも明らかにされた。J. Fischer はこの事実を Peltier 効果と関連して Junction

註58 文献(27) S. I/27

文献(40) Die genaue Messung von Wechselstrom-spannung und-leistung I; Felix Angerbach; ATM Lieferung 222. Juli 1954. S.155.

註59 文献(27) S. I/28.によれば W. Rump は65個の熱電対について試験した結果を第4表(次頁下欄)の如く報告している。しかしこの場合交流の標準値を与えた標準計器については言及されていない。おそらく電流計、あるいは熱線型のものであろう。したがつてこれまた絶対的なものであり得ないことはいふまでもない。

が問題であることを指摘したが、^{註60}さらに詳しく考えれば、heater 材料と外部よりの導線の接点における Peltier 効果、また heater での Thomson 効果があるので、たとえ絶縁型、傍熱型であつても heater (接続導線を含めて) 全長にわたつて温度分布は電流方向により heater 中点に対し非対称となる。したがつて Junction, の位置如何によつて電流方向により熱起電力が異なる。交流の場合はその周波数に熱的慣性も関係して温度分布は直流のその平均とは必ずしも一致しないので交直流の差が存在する。^{註61}したがつて理論的、実験的に方向誤差の極めて小さい熱電対を得ようにつとめる。同じような特性の熱電対を揃えることはなかなか難しく、^{註62}差動的に2個の熱電対を使う場合は働作点を合わせるため補償を施す必要がある。

(1) 補償型熱電対交直比較器 第52図の如く電流、電圧の補助電源を備え、零位法によつて比較を行う。方向誤差 0.01% 程度の熱電対を使用し補助電流 i_h 、補助電圧 U_h は測定中一定に保つ。はじめ交流で、次に直流で平衡した時の直流値が交流実効値となる。測定範囲を拡大するには時定数既知の標準交流抵抗を分流器或いは倍率器とする。電流測定範囲は 5mA~6A、電圧 1.5~900V で感度は検流計の偏れ 1mm が 0.1mA, 0.1V である。交直流の切換は熱電対の温度が実用上ほとんど変らぬように速かにせねばならない。さもないと約 0.1% 程度の誤差を生ずるおそれがある。測定確度は 0.04%~0.05% とされている。Zimmerman, Oestinghaus ^{註63}両氏による方式はさらに発展し、2V 以上の交流電圧、6A までの交流電流を 0.05% の精度で測定しうる装置として完成された。本器の内部抵抗は主として熱電対の heater 抵抗と、直列補償抵抗とよりなりたつ、前者は heater 電流の大きさと通電時間、周囲温度により変化するが、heater に定格 10mA が流れる時、全体の電圧降下、すなわち本器の端子電圧が 2V になるようになっている。したがつて外附分流器、倍率器により測定範囲を自由に拡げるのに好都合である。ここで重要な

第 4 表

| 交 直 の 差 (%) | 個 数 |
|-------------|-----|
| 0.003 | 2 |
| 0.003~0.01 | 3 |
| 0.01 ~0.13 | 8 |
| 0.03 ~0.10 | 33 |
| 0.10 ~0.30 | 17 |
| 0.30 ~ | 2 |

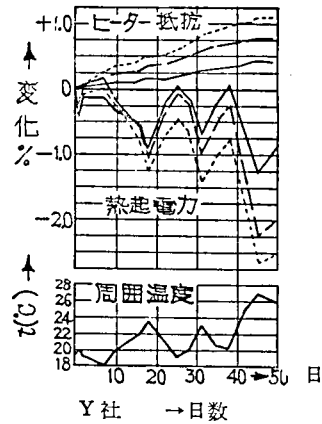
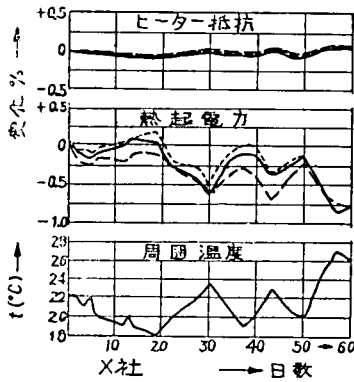
註60 文献(41) Berechnung und gunstigste Bemessung einfacher Thermomoumformer (Thermokreuz); J. Fischer; Zeitschrift für Technische Physik 35. 1941. S. 23.

註61 文献(42) Thermal converters as AC-DC Transfer standards for current and voltage measurements at audio frequencies; Francis L. Hermach; JRNBS Vol. 48 No. 2 February 1952. p. 121~138

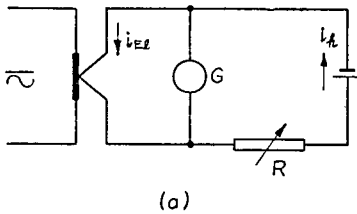
註62 特性の揃つた熱電対はなかなか得難い。第51図(次頁)は特性の一系列で、定格電流 (10 mA) で60日の連続負荷の場合の結果で X 社製品は比較的良好に合っているが、Y 社は揃っていない。

文献(27) S. I/27, I/28

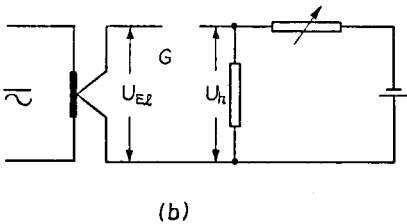
註63 文献(40) Neuerung am Wechselstromnormal; Hans Partenfeller; AEG Mitt. 47 1957 S. 87~89



第 51 図

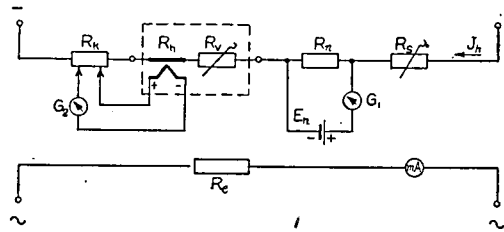


(a)

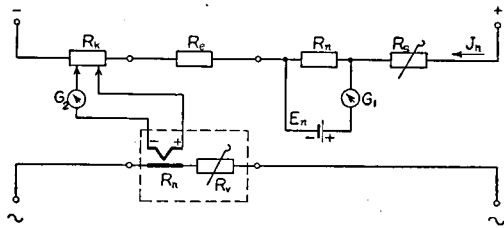


(b)

第 52 図



(a) ヒータ電流, 熱起電力の決定



(b) 交流測定

第 53 図

ことは 10mA の定格電流, 200Ω 一定の内部抵抗を維持する方法に工夫がこらされていることである。このため測定操作は4つの段階を踏む必要がある。第1操作は第53図(a)において可変抵抗 R を変えて補助直流電流 I_h による標準抵抗 R_n の電圧降下を標準電池起電力 E_n と比べ、検流計 G_1 によつて平衡を見出し、精密に 10mA に規定する。一方交流は指示計器によりほぼ 10mA に疎調整しておく。第2操作はそれぞれ疎、密の調整ができるようになっている2つの摺動子を抵抗 R_h 上で動かし、両摺動子間の電圧降下が熱起電力と平衡するよう、検流計 G_2 によつて両摺動子の位置を定める。かくて直流 10mA が heater に流れた時の熱起電力が規定で

きたことになる。この際、熱起電力は交直流変換の基準量でありさえすればよく、その絶対値を求める必要のないことは自明であろう。第3操作は内部抵抗の調整である。いま heater 抵抗 R_h および直列補償抵抗 R_v を 200Ω の標準抵抗 R_e と置換し、その時 G_1 の指示が不変であれば、置換によつても直流電流は不変であることを示し、 $R_h + R_v = R_e = 200\Omega$ の関係が保たれている。しかし一般には G_1 が偏れ $R_h + R_v \neq R_e$ であるから、先ず第1操作と同様の操作を行い、 R_e の調整で 10mA を定め、しかる後 R_e を一たん $R_h + R_v$ にもどし、今度は R_v を変え G_1 が 0 を示す所で R_v を固定し、ここで再び $R_h + R_v$ を R_e で置換する。こうすれば G_1 は不変で内部抵抗は丁度 200Ω になつている。第4操作は第3操作で得られた上の状態、すなわち R_e が直流側、 $R_h + R_v$ が交流側に挿入された状態で、ここまで行つた諸調整は不変のままですた交流電流の大きさのみを加減し、 G_2 で平衡を見出せば、この時の交流電流の実効値は 10mA となる訳である。倍率器は静電遮蔽を施した巻線抵抗 ($100\Omega/\text{V}$)、分流器は栓型可変抵抗で 10mA の step で 6A まで使える。周波数誤差にも留意され $50\sim 1500\text{c/s}$ で誤差は測定精度 0.05% を越えなかつたといわれている。 G_2 は臨界制動 30Ω 、電圧感度 $3\mu\text{V}/\text{mm}$ で被測量の 0.1% の変化で 6mm 偏れる。本器に使用された熱電対自体の特性について詳細は判らないが、充分安定な電源さえ得られれば相当有効な標準器である。ただし本器と他の交流標準器との相互比較の結果については報告がみられないのは残念である。

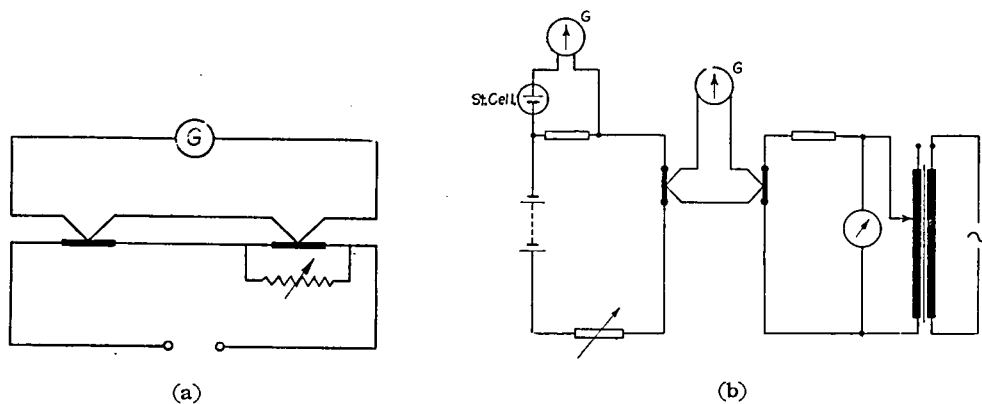
(ii) 差動型熱電対比較器 ^{註64} W. Rump の比較器を第54図に示す。同一特性をもつ2つの熱電対が得難いから(a)図の如く一方の heater に shunt を入れて、heater 電流—熱起電力特性を補償する。(a)図である一定 heater 電流を流した時、検流計が偏れ 0 を示すように R を加減してやればよい。こうして予め shunt の値を決めておく。さて(b)の如く左側の直流回路で先程のある一定電流を流し、検流計 G を偏れ 0 ならしめるよう交流を加減する。この時の交流値は先程のある一定直流電流と等しくなる。こうして標準交流電流が得られるから、時定数既知の倍率器及び分流器を用いて交流電圧、電流を測ることができる。W. Rump は確度 0.01% と称しているが実際は 0.05% 程度とみられる。

ところがわが国でもほとんど同じ頃に鳥津製作所で同様な原理による比較器が製作された。^{註65} 二つの熱電対の heater 交流一起電力特性曲線の傾斜の等しい範囲で、shunt を heater に並列に入れる働点補償を行い、ある範囲の交流電流を直流と直接比較する。第 55 図はその回路で電流 $2.55\text{mA}\sim 10\text{A}$ 、電圧 $0.05\sim 16\text{V}$ を確度 0.06% で測ることができる。

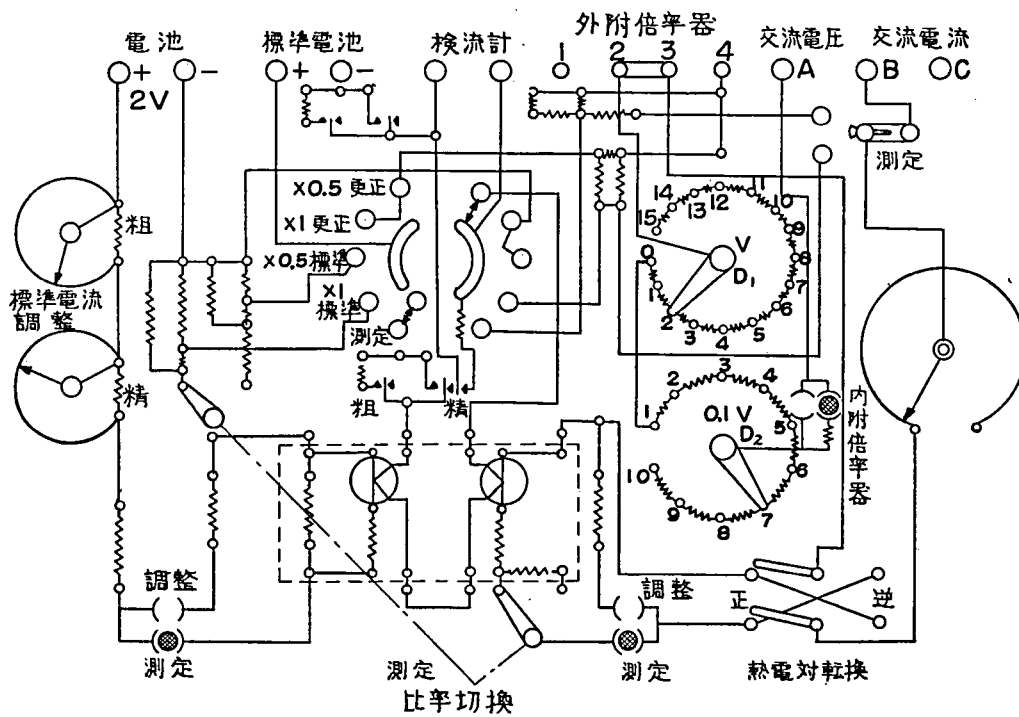
註64 文献(43) Über die genaue Absolutemessung von Wechselspannungen und einen Kompensator Prüfung von Wechselstrom-feinmessgeräten; W. Rump; Elektrotechnik Bd. 73. 1946 S. 64.

W. Rump の heater 回路補償の図面には誤りがある。したがつてこれを引用した文献(27) S. 1/27 の図面もまたそのままになつている。補償抵抗は heater に並列に入らなければならない。

註65 文献(44) 交流微小電流電圧測定方式; 矢幡源三, 藤本進; 鳥津評論 Vol. 6 No. 1 1949 p. 40~48
文献(45) PAC-1 型交流電圧電流精密測定装置使用説明書。



第 54 回



第 55 回

(iii) 高精度熱電対交直比較器

(i)と同様なものであるが、NBS の F.L. Hermach は熱電対の特性を理論的、実験的に深く検討し、特性のすぐれた熱電対をもつて商用周波数から20kc^{註66}までで、1mA~50A, 0.2~750V を精度 0.01% で測る比較器を発表したが、この種のものでは最も優れたものと考えられている。第56図はこれに用いる種々の熱電対を示す。mA range のものは真空熱電対で長さ $1/2$ cm の直線状 heater の中央の温度は定格電流で 200°C になっている。Junction は電氣的に絶縁する ceramic head で heater の中央に固定され、その間の絶縁抵抗は 50M Ω 以上(25°C)、結合容量は 1 μ F である。1~50A 用のものは真空型ではなく Junction は薄肉管状 heater の中央部に直接熔接されている。これらの熱電対に対しては細かい配慮が払われている。方向誤差が熱電現象に原因することは前に触れたが、これを理論的に取扱ひ、先ず Junction 部分の温度上昇を検討した。すなわち heater は一様な導体で端子を経て導線につながり、heater 中央部に対して軸方向に幾何学的に対称であるとし、heater 中央部の温度上昇は heater 電流による Joule 熱および比較的質量の大きい端子からの伝導による冷却のみによるとし、輻射損、対流損については無視する。両端子の温度を等しいと仮定すれば Goodwin により、heater の温度分布は、中央に対し対称になり、中央部の温度上昇 θ_d は

$$\theta_d = \frac{V_c^2}{8\rho k}$$

と表わされる。 V_c : heater の電圧降下

ρ : heater の比抵抗

k : heater の熱伝導率

ここで Peltier 効果を考慮に入れると、異種金属の接触部、すなわち、heater 両端の導線との接続部分で電流の方向により熱の吸収、発生が行われ、温度分布は heater 中点に対し非対称となるが交流の場合は、熱的慣性が温度分布の非対称化をさまたげ温度分布は影響を受けない。直流の場合接続部分の質量を大きくすればこの影響は比較的少くできるし、完全な対称的構造の熱電対なら Peltier 効果の影響を受けない。しかしながら Thomson 効果を考慮に入れば、中央部の温度上昇 θ_t は 200°C 附近では近似的に

$$\theta_t = \theta_d \left[1 - \frac{4}{3} \left(\frac{\sigma \theta_d}{V_c} \right)^2 \right]$$

と表わされる。

θ_d : Thomson heating がない場合の温度上昇

註66 文献(42)

(46) A precision electrothermic voltmeter for measurements between 20 and 20,000 Cycles; F.L. Hermach; Trans. AIEE Vol. 67. 1948. p.1224

文献(47) Transferstandard for audiofrequency tests National Bureau of Standards Technical News Bulletin Vol.36. No.3. 1952. p.42.

σ : Thomson 電圧係数 (V/°C)

T を絶対温度, B を定数とすれば上の解は $\sigma = BT$ なる関係があり, 温度上昇 200°C 附近でよい近似をあたえる. 上式は対称的な構造の熱電対でも Thomson 効果の影響を受けるから θ_i の式は交直の差を検討する手がかりとなる. 第4表は各種材料 heater を中央温度 200°C, 定格電流で電圧降下 0.2V にした計算結果

第 5 表

| 金 属 | B | 交 直 の 差 |
|--------------------|--------------------|-------------|
| 銅 | $+0.8 \times 10^3$ | $< 0.005\%$ |
| 白金 | -3.2 | -0.013 |
| マンガン | -0.08 | < 0.005 |
| コンスタンタン(60銅40ニッケル) | -7.3 | -0.064 |
| 90ニッケル10クロム | -3.2 | -0.013 |
| 85白金15イリジウム | -2.1 | -0.005 |

である. この結果, constantan 系の合金を heater に使用することをさけ, また 200°C 附近で使用することが有利であることがわかつた. 直流を印加した時熱電対は一定温度になるが交流では過渡状態の後には heater の温度は素子の熱容量のための印加交流の周波数の増加と共に減少する振巾でもつてある平均値を中心に周期的に変化する. 周波数が非常に高ければこの変化の影響は無視しうるが低周波では無視し得ない. そこで, 輻射損も考慮して近似を上げて計算すれば,

$$\theta_{ac} = \theta_{dc} \left[1 + \frac{h}{2} \theta_{dc} q^2 \right]$$

さらに % AC/DC 差は

$$\delta = -25H\theta_{dc} \cdot q^2$$

ここに

θ_{ac} : 交流 IA が流れた場合の中央部の温度上昇

θ_{dc} : 直流 IA が流れた場合の中央部の温度上昇

$$h = \alpha - \beta - 2NT_0^2 l^2$$

α : 抵抗温度係数

β : 熱伝導率温度係数

$$N = p\zeta K / ak$$

p : heater 周

a : heater 断面積

ζ : 輻射率

K : Stefan-Boltzmann 定数

$$W \cdot \text{cm}^{-2} - (^\circ\text{K}^{-4})$$

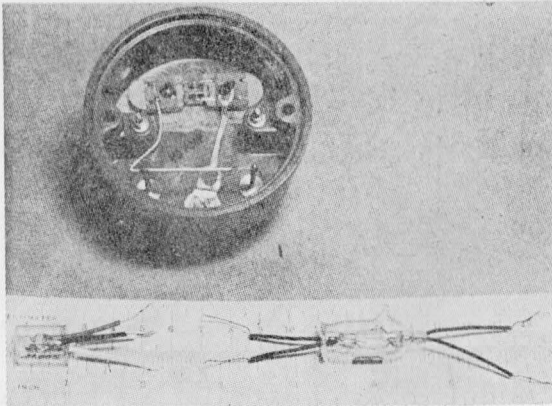
k : 熱伝導率 ($W \cdot \text{cm}^{-1} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)

T_0 : 周囲温度 ($^\circ\text{K}$)

$$q = d / w l^2$$

$$\omega = 2\pi f$$

f : 交流周波数



第 56 図

d : 放熱率 $\text{cm}^2 \cdot \text{sec}^{-1}$

l : heater 長の $1/2$ (cm)

$$H = h + B/2A$$

A, B は熱起電力を E とすると

$$E = A\theta + (B/2) \theta^2$$

なる関係にある定数.

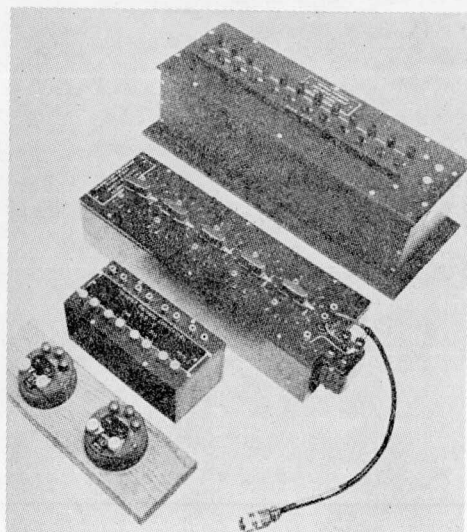
第 6 表

| ヒーター材質 | 近 似 的 温 度 係 数 | | 放 熱 率 | $\delta = 0.1\%$ になる周波数 | |
|-------------|---|---|--|-------------------------|-------|
| | 比 抵 抗 | 熱 伝 導 率 | | TC-A | TC-B |
| 銅 | $+3.9 \times 10^{-3} \%/^{\circ}\text{C}$ | $-0.2 \times 10^{-3} \%/^{\circ}\text{C}$ | $1.1 \text{ cm}^2 \cdot \text{sec}^{-1}$ | 60c/s | 70c/s |
| 白金 | +3.5 | +0.5 | 0.25 | 12 | 14 |
| マンガン | <0.1 | +2.7 | 0.075 | 3 | 2 |
| コンスタンタン | <0.1 | +2.3 | 0.064 | 3 | 2 |
| 80ニッケル20クロム | 0.1 | +3.5 | 0.038 | 2 | 2 |
| 炭素 | -0.5 | +0.4 | 0.2 | 5 | 1 |

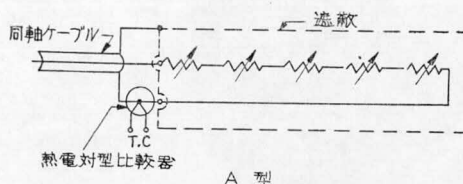
ヒーター長: 0.4cm, TC-A: クロメルアルメル熱電対 TC-B: 銅-コンスタンタン熱電対

かくて種々の材料について 200°C で δ が 10^{-3} になる時の周波数を第6表に示す. これより高い周波数では δ はさらに小さくなってゆく. 周波数が高い所で使うものは当然 l すなわち heater の長さも短かくする必要がある. こうして充分吟味した熱電対はいずれも熱起電力は 10 mV である. そして定格電流 7.5~30mA のものが電圧測定用に使用され, 二型式ある. 第57図は(a)は外観, (b)は回路図を示す. A型は decade 抵抗の値を変えて, 同一働作電流を与えるようにして用い, B 型は固定抵抗 (タップ付) と 7.5mA 熱電対との組合せよりなる. 熱起電力の読取は検流計と ^{註67} Lindeck 電位差計で行う. これでは被测電圧は固定抵抗を通る電流を加減して平衡をうるのであるが, この電流は mA 計で測る. この比較器の外観, 回路を第58, 59図に示す. 電流計の交流試験には熱電対の起電力回路を TC 端子につなぎ, heater は AC—DC 端子に接ぎ, DC 端子には 4 端子標準抵抗を接ぎ. この直流電流は電位差計で測る. はじめ交流を加減して Lindeck 電位差計の検流計がある一定の指示を示すようにする. 次に標準側を直流に切換え

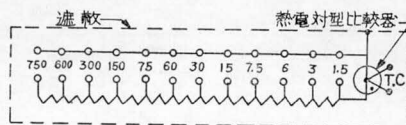
註67 文献(48) Multirange potentiometer and its application to the measurements of small temperature differences; H. B. Brooks, A. W. Spinks; JRNBS Vol. 9. 1932. p. 781



(a)

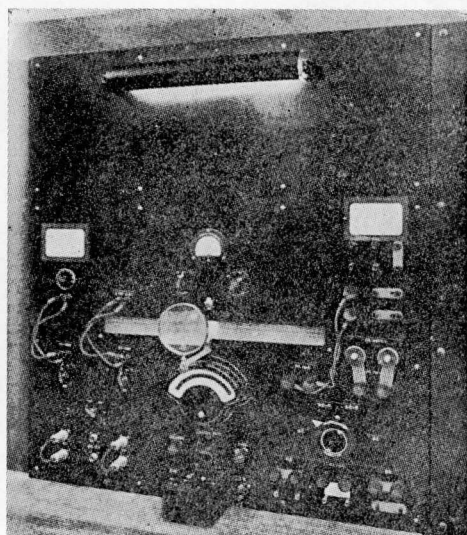


A 型



B 型

第 57 図

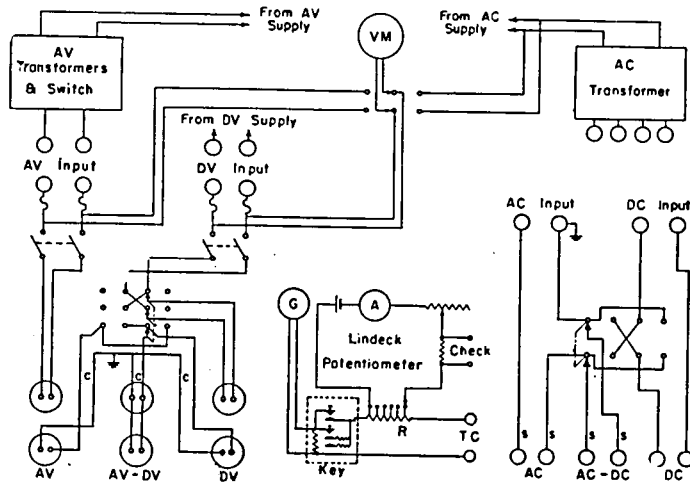


第 58 図

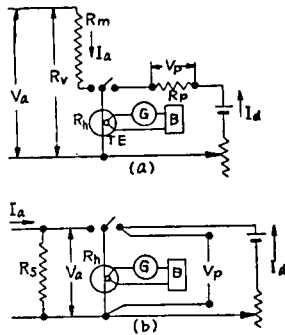
検流計が同じ指示を示すように直流を加減する。そしてこの際の直流値は他の電位差計で測る。直流での測定は極性を転換して繰返すことはいうまでもない。また別な使用法では被試験電流計と標準器とを直列に AC—DC 端子に接ぎ、電流を流し、被試験計器は試験点を指示させ、Lindeck 電位差計は検流計の偏れが零附近になるように調節しておく。そして交流、直流、極性を変えた直流、最後に再び交流という順に手早く被測定電流を切換え常に被試験計器の指示が試験点を示すようにしてそれぞれの場合の Lindeck 電位差計の検流計の偏れをよみ、被試験計器の交直の差

を求めることができる。電圧計の場合も同じような手続で試験できる。20kc 附近まで電圧測定の場合、直列抵抗の時定数、Skin 効果は無視できるようになっており、分布容量誤差については理論的に確めてある。さらに NBS には携帯用ということを重要視して、0.05% の確度で電位差計を併用する実用的な交直比較器を作った。^{註68} 第60図(a)は電流、(b)は電圧測定の原理を示す。

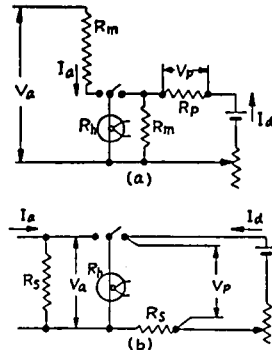
註68 文献(49) Multirange audiofrequency thermocouple instruments of high accuracy;
F. L. Hermach, E. S. Williams; JRNBS Vol. 52. No. 5. 1954. p. 227~234.



第 59 図

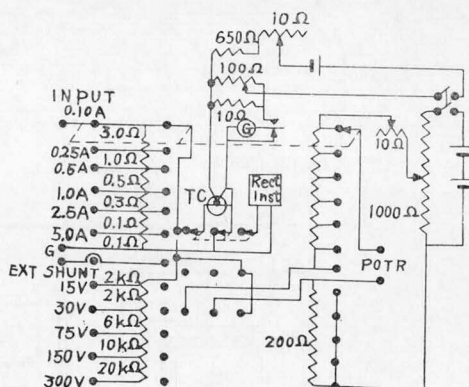
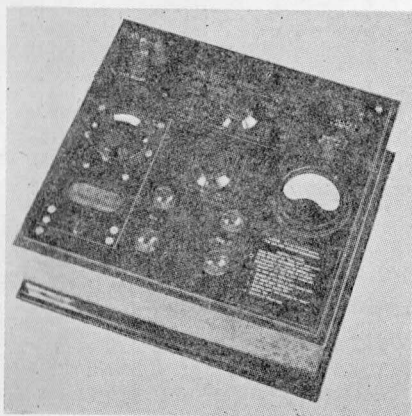


第 60 図

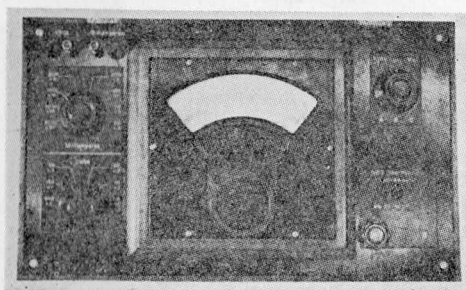


第 61 図

(i) の補償型で、 B が補償用直流回路で Bucking 回路と呼ばれている。スイッチにより交、直流を切換え最後にこの直流を電位差計で測る。すなわち V_p を測定している。しかし $R_s \ll R_h \ll R_m$ にしておけば、heater 抵抗が極めて安定でかつ値が正確でなければならぬ 必要は余りないが、実際には第 61 図に示すように補償抵抗 R_m , R_s を直流側回路に入れて、heater 抵抗が関係しないようにしている。例えば(a)の電圧測定の時スイッチを左にした時 $V_a = I_a(R_m + R_h)$ 次に右にした時 $V_p = I_d R_p$ そして $I_h R_p = (I_d R_p R_m) / (R_h + R_m)$ ここに I_h は heater 電流である。かくて $V_p / (I_h R_p) = (R_m + R_h) / R_m$ そして $I_h = I_a$ であるから $V_a = (V_p R_m) / R_p$ となり V_p は R_h が関係してこない。全体をまとめた装置の回路ならびに外観は第62図に示す。Rotary Switch は Solid-Silver 接点であり自臓直流電源の電池としては放電電圧特性が平坦なため、水銀電池を用



第 62 図



第 63 図

い容量 3AH である。検流計の感度は $0.3\mu\text{A}/\text{mm}$ 。で一種の保護装置として 7.5mA , 0.5V の整流型計器も備えている。また NBS では現業用として 0.5% の確度の熱電対型電流電圧計^{註69}も使用されている。

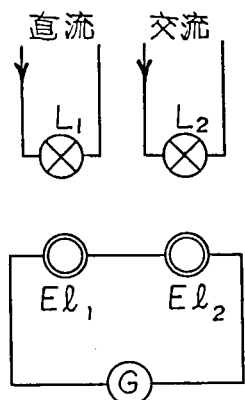
第63図に示す。

(iv) 光電式交直比較器 Sewig と Werkmeister により研究されているもので、光電池と白熱電灯を組合せている。^{註70}すなわち第64図において二つの光電池 EL_1, EL_2 は差動的に結ばれる、その光電池はランプ L_1, L_2 でそれぞれ照射され、このランプをそれぞれ直流、交流で点灯している。そして検流計の偏れが0となつた場合、ランプの電流がそれぞれ等しいという方法である。ランプ電流と光電起電力の関係はランプと光電池との距離を加減して調整できる。したがつて予め両ランプに同一直流を流し、ランプ、光電池間の距離をそれぞれ別個に加減して検流計の偏れが0となるようにしておけば、ランプ電流の交、直流を零位法で比較できる。この際の直流値を電位差計で測つて交流実効値を求める。第65図は電圧測定の場合の回路である。光電池はランプ以外の光の影響をさけるため、筒に入れて遮光し、slit よりランプ光のみを通す。さらに温

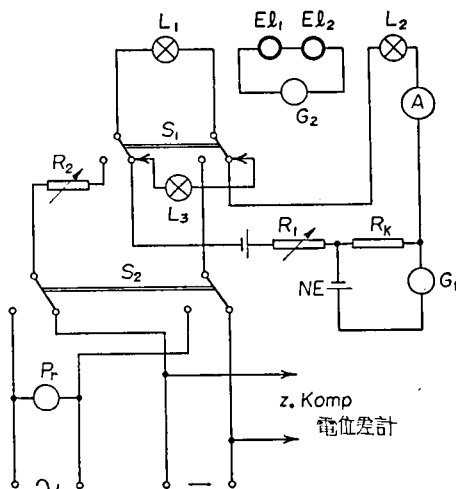
註70 文献(50) Die genaue Messung von Wechselstrom.-spannung und-leistung II; Felix Angerbach; ATM Lieferung 226. 1954. S.246.

文献(51) Ein Wechselstromnormal auf lichtelektrischer Grundlage; R. Sewig; Z. für Technische Physik 22. 1941.

文献(52) Untersuchungen an einem Wechselstromnormal auf lichtelektrischer Grundlage; H.Treupel; Diplomarbeit am Institute für Experimental Physik der Universität Frankfurt/Main Januar 1951.

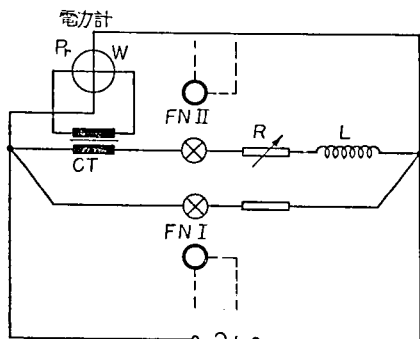


第 64 図



第 65 図

度誤差を防ぐためランプとの間に遮蔽板をも設ける。操作は最初 R_1 をかえて G_1 により標準電池 NE を用いて L_1, L_2 に規定直流を流し前記の二つの光電起電力を調整した後 S_1, S_2 により被测交流電圧につなぐと、 L_1 には交流が流れる。この時 L_2 の直流回路には L_1 が抜けるから L と等抵抗の補償ランプ L_3 を入れ、直流側電流は不変に保つ。先づ R_2 を変え G_2 の偏れを 0 ならしめる。次に S_2 により直流を L_2 に流し、 R_2 は変えないで、直流電圧を調整して G_2 が偏れ 0 ならしめ、この時電位差計のよみより直流電圧、すなわち等価な交流電圧を求めうる。確度



第 66 図

は約 0.05 % といわれる。第66図は電力測定回路を示す。力率 1, 0.5, 0 で交流電力を測るのに、2 組の光電式比較器をもつて、電圧、電流を測ることによつて行う。 $\cos \varphi = 0.5$ の試験は被試験電力計 P_r に定格交流電圧を加え、これは $FN I$ で測る。次に定格電流附近の電流を流し、 R を調整して、位相を変え P_r の指示が 1/2 scale になるようにし、この時の電流を $FN II$ で測つておく。ここで交流電圧を直流に切換え、 $FN II$ が交流の場合と同様に指

示するよう直流電圧を調整する。この時の直流電圧が判れば、直流電圧、交流電圧の比が力率を与える。直流に切換えた時は CT の代りに 1 次抵抗に等しい補償抵抗を入れるようになっている。

註71 文献(50) S. 248.

文献(53) Über eine Eichrichtung zur Messung von Wechselstromleistungen; F. Westenberg; Diplomarbeit am Institute für Experimental Physik der Universität Frankfurt/Main Juli 1951.

* 文献(51), (52), (53)は筆者は未だ原文を読んでいないがその概要は文献(50)によつて記述した。

こうして力率は約0.15%程度の精密さで求められるという。交流電力を N_{\sim} 、電圧、電流を U, J 、交直流を脚号 $\sim, -$ 、で表わすと

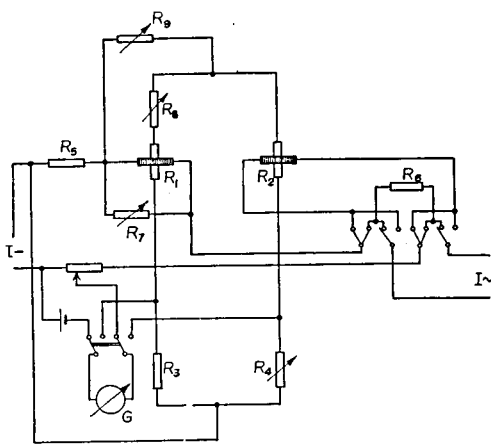
$$\begin{aligned} N_{\sim} &= U_{\sim} \cdot J_{\sim} \cdot \cos \varphi \\ &= U_{\sim} \cdot J_{\sim} \cdot \frac{U_{-}}{U_{\sim}} \\ &= J_{\sim} \cdot U_{-} \end{aligned}$$

となり交流電流と直流電圧の積で交流電力が与えられる。 U_{-}, J_{\sim} はそれぞれ 0.05% の確度で測れるから、交流電力は結局 0.1% の確度で求められる^{*}。しかし補償抵抗の切換等もあるし実際の確度はさらに落ちることが予想されるし、根本的に光電池の特性や安定度、光源の輝度の変動等、原理的には可能であつても標準器としての信頼性からみればこの方式は問題を生ずる因子が多く、上述の確度は実際には得難いであろう。

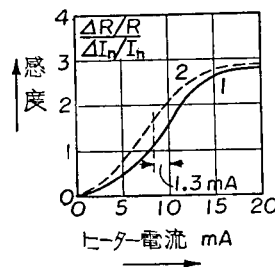
(v) **ブリッジ式交流標準器** 電流によつて抵抗値が著るしく変化する抵抗体をホイートストンブリッジの一辺に用い、はじめ交流で平衡をとり、次に直流に切換え、直流の大きさのみを変えて再び平衡をとり、この直流を測つて交流値を得る方法である。抵抗体の選び方により種類が分れる。

v.1. サーマスタ式^{註72}

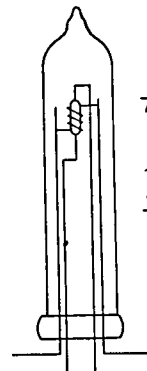
第67図(a)は 10mA 交流標準としての回路で、使用サーミスタは PTB の研究による傍熱型で



(a)



(b)



(c)

第 67 図

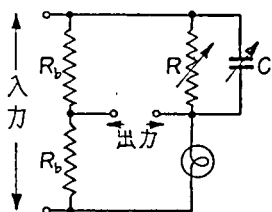
註72 文献(54) Wechselstrom-Kompensationmessungen mit indirektgeheizten NTC-Widerständen;
H.J. Schrader; ETZ Bd.73, Heft 17, 1952, S. 547.

* 起りうる誤差の最大の巾を考えている。確率的な考えならば 0.07%となる。

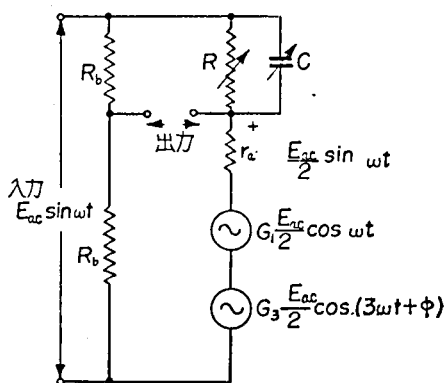
直径約 5mm 長さ約 30mm の硝子管中に heater と共に封入されている(c)図。(a)において S を左に倒しサーミスタ R_1, R_2 に直流を流し、標準電池 NE によりその値を 10mA に規整する。次に G をブリッジ回路に切換え R_1 を変えて平衡をとる。ブリッジの電源は R_5 の電圧降下を利用する。 S を右に倒すと R_6 はサーミスタ R_1 の heater 抵抗と等しく選んだ補償抵抗で、直流の値は変らぬから、サーミスタ R_2 の heater 電流は交流で、結局 G の偏れは両 heater 電流の差の函数となる。偏れが 0 であればその時のサーミスタ R_2 の heater 電流は標準交流 10 mA となる。サーミスタ抵抗と heater 電流の関係 $\frac{dR/R}{dI/I}$ は個々のサーミスタで必ずしも等しくないから、同一感度をもたすため、補償抵抗 R_7 を入れ、(b)に示すように R_7 に分流 heater 電流を流し等しい感度をうることは既述の差動式熱電対の場合と同様である。 R_8 は温度の影響を防ぎ、 R_9 はブリッジ電源の調整用で感度に関係する。サーミスタは石油槽中に入れ温度の安定を図っている。なお標準交流抵抗、分圧器、分流器により測定範囲を拡大している。感度は heater 電流差 0.1% で G の 10 目盛が偏れる。感度は充分であつても確度の点では未だ問題があろう。

v. 2. 白熱線ブリッジ式交直比較器

第68図のように真空度の高い白熱電球の電流抵抗特性を利用する^{註73}。入力端子に被测交流電圧を与え、 R, C で平衡をとる。次に交流を直流に切換え、 R, C は不変で直流電圧を変えて平衡をとり、この時の直流電圧を測れば、これは交流電圧に等しくなる。この方式は設備や、操作は簡便だが、大きな電力を要することや、白熱線条の交直流での特性の違いに対する補正が要る。電球は第69図の如き等価回路におきかえて考えられる。電球のフィラメント温度、したがって抵抗は電流の変化に追従しないから、フィラメントの端子電圧は電流に同相な分のみでなく、直角分および第3高調波を含んだものになる。今 $A=2\omega/af^2$ なるパラメータを考える。ここに a は電球によ



第 68 図



第 69 図

註73 文献(55) A bridge for precise comparison of AC/DC voltages; W. J. Cunningham, E. W. Vangham; RSI Vol. 24, No. 2, 1953.

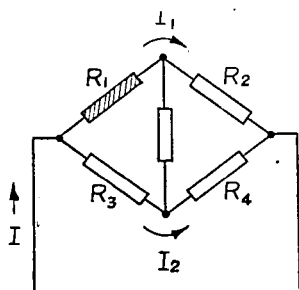
つて決る定数で、電球の定格電力および電圧に関係する、 I はフィラメント電流である。 $A^2 \ll 9$ であれば理論的に交直の差は求められる。すなわち直流、交流電圧の比は

$$E_{dc}/E_{ac} = I_{dc}/I_{ac} = (1 + 3/2 A^2)^2$$

となりこの時の A は実験的に $A = 1/2 R \omega C$ として求めることができる。上は正弦波の場合であるが歪波の時は電球の温度は、(1)基本波分および高調波分による平均値の変化分と(2)基本波の2倍の周波数をもつ変動分との2種類からなり、電球の端子電圧は近似的にフィラメント電流と温度の積に関係する。基本波分はブリッジで平衡させられるが、第3高調波は基本波の電流による温度の倍周波の変動との積により、電圧の基本波を生ずる。他の調波の電流は単に温度の平均値をわずかに高める。したがって第3高調波はブリッジの平衡に影響を与える。そして第3高調波と基本波との位相関係が抵抗の変化に影響を与える。そして電球の抵抗は単に電流の実効値に比例しなくなる。使用例は3W, 115Vの電球を使っている。 R は decade 抵抗、 R_0 とも 5000 Ω 程度である。測定範囲は電球の特性によつて決る。平衡はオシロで検出し、出力端子ではフィルタを用い第3高調波をカットして確度を上げている。電流計を使つて交直の差を求めたら0.01%程度であつた。また歪みが5%以下なら、0.1%の誤差が許されるとすれば0~140Vまでは測定値に補正を加えないで利用できる。

同じような方式で白金線を使つた抵抗の電流—抵抗特性を利用し、800°C以下で使うと位相補償の必要がない。第70図で R_1 はこの抵抗で、周囲温度の影響をさけるため補償抵抗を R_3 に入れ、自己加熱の影響に対しては R_1 とその金属外筒との熱的時定数を大きくとつている。 R_4 は

decade 抵抗である。感度は直流の場合 0.01%/mm, 交流の場合 0.01%/15mm である。



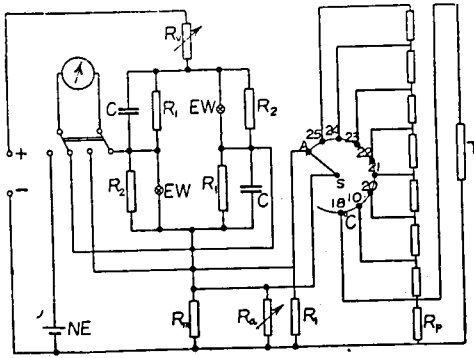
第 70 図

この型式で常時精密級指示計の交流校正に PTB で採用している方法を説明しよう。^{註75} 電圧、電流の測定に使われるもので、第71図(a)においてブリッジのアームは電圧—電流特性が直線性の銅線抵抗 R_1 と非直線性の Eissen-Wasserstoff 抵抗 EW の組合せよりなる。図の(b)で明らかのように一定電圧 U_B で使うと、平衡をとつた時の電流を規定できる。

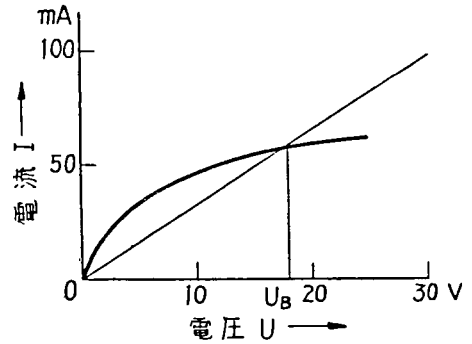
先ず直流で R_V を調整して平衡をとつた時、上記の関係によつて決るブリッジ電流による R_m の電圧降下を、検流計を切換え標準電池の電圧と比較し分圧器 T に標準電圧が得られる。ここに C は交流の場合の位相補償、 R_2 は温度係数補償のためであり、ブリッジ部は周囲温度の影響を

註74 文献(56) Ein Beitrag zur exakten Messung von Wechselstromen; G. Trautner; Archiv für Elektro Bd. 42, Heft. 2, 1955, S. 94~99.

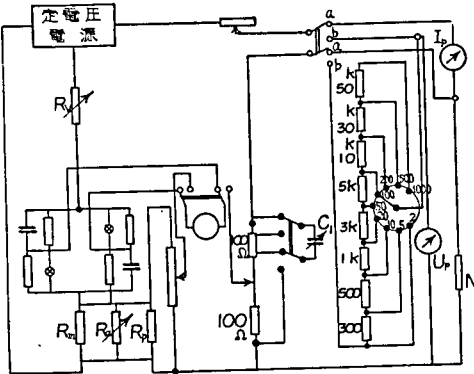
註75 文献(57) Regelbrücke als Wechselspannungsnormal zum Prüfen von Präzisions-Messinstrumenten; H. Helke; ETZ A Jahrg. 77, Heft. 17, Sept. 1956, S. 569~573.



(a)



(b)



(c)

第 71 図

防ぐため油槽に入れるなどの考慮が払われている。なお R_0 はブリッジ電圧の温度係数を小さくするため負性抵抗を用いている。実際に計器を試験する回路は図 (c) の如く被試験計器がつけられるとき、試験電圧 U_p 、試験電流 I_p はそれぞれ分圧器 K 、標準抵抗 N により適当な大きさの電圧に変換され、これが分圧器 T により出された標準電圧と比較されることになる。 T の分圧比は被測値、 K 、 N により予め定められ、平衡は摺動線抵抗 R によつてとり、このよみより被試験計器の%誤差が

直読できる。ここに C_1 は分圧器等の位相補償用で、交流の平衡に用いられる振動検流計は感度 0.3mm/mA である。ブリッジ自体の交直流での差は実験的には傍熱型サーミスタによる交流電位差計すなわち前述のサーミスタ式比較器、あるいは熱電対と比較してほぼ 0.01% であつた。電圧、電流の測定確度は 0.03% 程度であるといわれる。

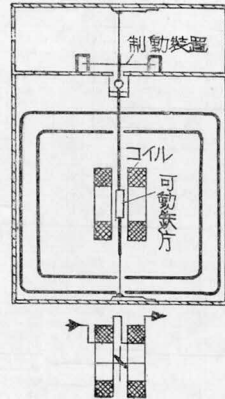
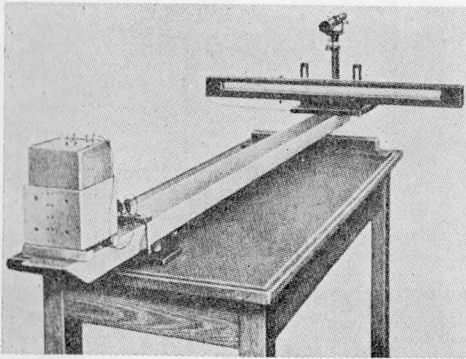
以上で熱型の概観を終るが、電力測定では被相電力の間接測定以外にはほとんど用いられない。熱電対によつて電力測定の回路を構成できるが、heater 電流と熱起電力の関係が完全な 2 乗特性でないため 0.01% の確度を旨とするのは困難である。

3.4 その他の型式の交直流比較装置

比較器はほとんど上記 3 型式に限られていたが、これ以外の方法も考えられ、注目すべき報告が散見される。

3.4.1. 可動鉄片型交流標準器^{註76}

偏位法による簡単な交流標準器として第72図は反照型可動鉄片計器を示す。coil 磁界中に懸吊



第 72 図

された針状鉄片は長さの方向には磁化されず torque を生じないが、coil 軸方向に磁化され偏位をうける。一般に可動鉄片型は直流では hysteresis 誤差があるため交流専用である。H. Toeller^{註77}によれば、これは鉄片の磁気特性から計算できる。すなわち誤差 f は

$$f = \frac{400\pi b}{N \cdot B_{\max}}$$

ここに b は鉄片の巾、 N は鉄片の反磁場係数、 B_{\max} はは計器の full scale に対する鉄片の磁束密度である。抗磁力が非常に小さい ($<0.005\text{oe}$) 上、飽和磁束密度の高い鉄片材料が作られるに至ったので、coil 磁界の強さと反磁場係数の大きい鉄片の形状とを適当に選び上式より直流誤差が 0.02% より大きくならぬものが Bellati^{註78}によつてつくられた。鏡と scale の距離は 2m で望遠鏡で 0.01% の変化を読みとれる。 0.01% は scale 目盛1に相当 (1.5mm 間隔) している。地球磁界の影響は遮磁によつてさけ、直流誤差は実測ならびに計算の結果 0.01% 程度、渦流誤差は交直の差が既知であるとした熱電対で試験し 0.01% 以下といわれる。しかし実際上は偏読法で使うと自乗目盛となるから、先ず目盛較正が困難であろうし、むしろある1点のみの試験に使う、例えば交流電流、電圧を一定値に押える場合には極めて便利であろう。可動鉄片型

註76 文献(27) S. I/29.

(50) S. 247.

註77 文献(58) Das Dreheisen feinmessgerate; H. Toeller; ATM Lieferung. 33. 1939. S.592.

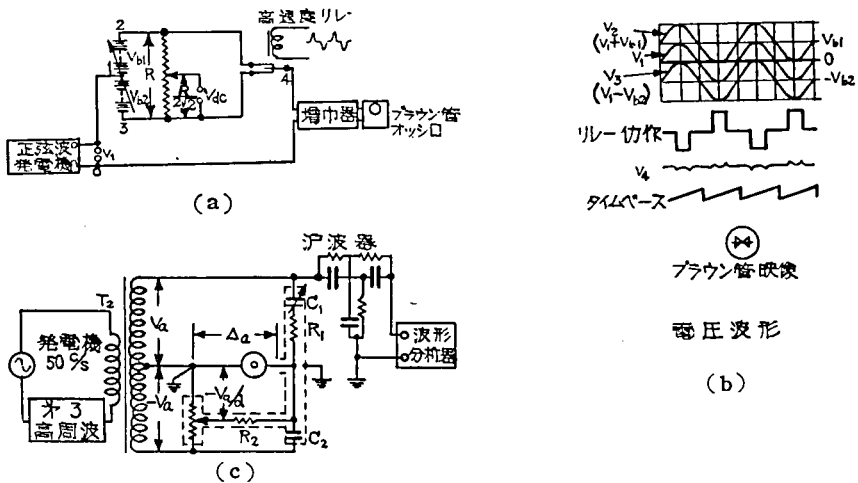
註78 Bellati なる人物について識り得ない。御教示をうれば幸いである。

註79 H. Toeller の云う直流誤差は所謂 hysteresis 誤差であり、直流誤差はこの標準器をある一点を指示せしめる時、直流を0から上げてゆく場合と、上から下げた場合に電位差計により電流を測っている。

計器の設計理論が確立され、鉄片材料に進歩がもたらされればかかる方式もまた大いに有望である。^{註80, 81}

3.4.2. ブラウン管直視型交直電圧比較器^{註82}

高速度継電器を使つて直流電圧と、交流正弦波電圧の正負波高値間の電圧との差をブラウン管オシログラフで容易に検出できるようにしてある。第73図(a)はこれを示す。(b)は上述の値の差がない時の各部電圧波形を示す。図のように継電器が働くと、電圧 v_1 はその下図の鋸歯状波で sweep され、ブラウン管上には最下図の如き図形が現われる。もし差があればブラウン管の映像の二つの peak は一致しない。この場合は直流電圧を加減して二つの peak を一致させる。



第 73 図

ここに得た直流電圧の $1/2\sqrt{2}$ は正弦波電圧の実効値に等しい。正弦波電圧の歪率(特に奇数次高調波による)が最も問題になるので(c)に示す濾波回路を使つて歪率 0.001% 以下のものを得ている。発振器出力は電圧、周波数共に精密測定用に充分安定なものである。感度は 1mV の変化でブラウン管上の像の二つの peak の間隔は 0.05mm 変化する。確度は試験電圧で 0.005% 以下である。因みに本比較器は静電電圧計の酸化皮膜による交直の差を決定するために使用されたものである。そして従来の定説と反し、酸化皮膜による交直の差は無かつたとし、注目を集めている。本比較器は何等の 1 次標準器を使用せず、任意の交流正弦波電圧の実効値に等しい直流を直接得るところに大きな特徴をもっている注目すべき型式である。

註80 偏位法による可動鉄片型計器には R. Schmidt および H. Partenfeller 等の研究がある。

註81 ドイツでは抗磁力の低い合金ができていたが、わが国では当所において 0.02~0.03 oe の Mo-Ni 鋼片が試作されている。0.01 oe 以下のものができて整形、熱処理等によつて 0.02~0.03 oe のものに容易に変つてしまう。

註82 文献(28)

第4章 精密測定用電源

4.1 概 説

交流標準関係の電源設備としては直流電源と、交流電源とに分れる。前者は直流精密測定用電源として周知のように十分な容量をもつ蓄電池であればよく、特に言及する点はない。唯設備価額が大となる点及び、保守が面倒な点に問題がある。電流用電源はともかくとして電圧用電源としては電子管方式の採用が考慮さるべき時機にきている。ここでとり上げるのは専ら後者についてであり、先に触れたように交流測定の確度について一つの隘路でもある。すなわち出力が長時間にわたって安定であれば申し分ないが、測定に要する一定短時間における出力安定度は測定に要求される確度0.01%より良くなければならない。歪率は頂度1%であれば電力の場合正弦波に対する誤差が0.01%になるから、1%以下でなければならない。この場合電圧、電流についてはそれぞれ0.005%以下の誤差となる。故に市内電源は勿論、普通の電動発電機では仲々これらの条件を満足し難い。現在はこの種電源として出力変動を種々な方法で押え、廻転機方式と電子管方式が採用されている。前者は比較的大きい容量で商用周波数、後者は比較的小容量で商用周波数から可聴周波数にわたって用いられている。以下両方式について簡単に説明する。

4.2 回 転 機 方 式

大きな出力を必要とし且つ周波数の低い場合に使用され、変速の容易な直流電動機で交流発電機を駆動するのが基本方式となつている。長時間にわたる徐々なる出力変動は、較正試験が長時間連続することがないから差程問題にならぬが、試験中に生ずる、極く短時間での微細な出力変動でも、標準器、被試験器の応答度が異なる場合が一般に多いため指示を合せ、読取ことは極めて困難で、測定確度を低下させる許りでなく、測定所要時間と、試験者の疲労を増加させる。

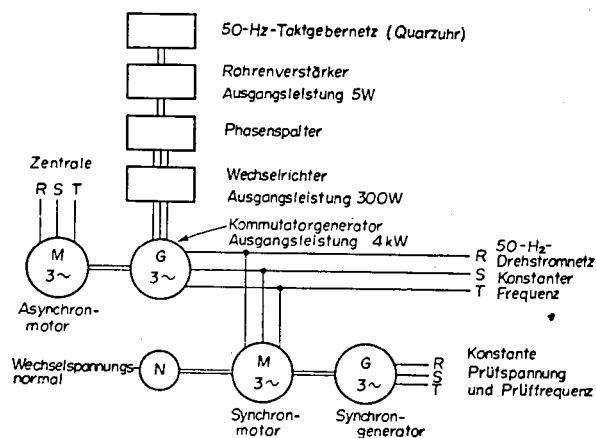
今電動機の回転数一定、発電機の励磁電流も一定な理想的電源に試験回路すなわち一定負荷を繋がないで時、スイッチ、フューズ、接触点に留意すれば、回路は一定である筈であるから普通は出力変動が現われぬと考えられるが、時間の経過につれて細かい変動が現われるようになる。負荷インピーダンスにかかる変動（一方向への徐々の変化は考えられるが）は考えられぬから、これは当然電源側に原因があると見なされる。原因の一つには発電機の界磁回路のスリップリングとブラシの接触抵抗の変化すること及び電動機の電機子回路の抵抗がコミュテーターの接触抵抗の変化により変化するため発電機の励磁電流、及び電動機の回転数が変化するためと考えられる。この為にはブラシ、スリップリング、コミュテーター等の表面に注意して接触抵抗を一定に保たね

ばならぬ。また直流電動機の電源、発電機の励磁電源を完全に平滑な直流にするため蓄電池を用いること、更に機器の慣性は回転変動を減少するのに役立つから、この発電機出力で一たん慣性の大きい同期電動機を廻し、これで主交流発電機を動かす方法も行われた。蓄電池電源励磁による方法で最高 0.02 %^{註83} 程度の安定度が得られるが、この方法だけでは発電機の励磁電流、電動機の回転数を押えることは実際上仲々困難である。

現在ではサーボ機構による自動定電圧、定周波装置を用い、出力側の変化分を整流し、発電機の励磁機、電動機の界磁に feed back して励磁電流、回転数を制御し出力を一定に保つことが一般に行われている。

この場合、応答時間の遅れよりも、出力変化の周期が短いときは、出力変化に対して装置は役立たない。例えばブラシ等の接触抵抗の変化等に対しては追従し難い場合が多い。この応答をよくするために、出力変動分を整流して、feed back する信号を得るかわりに、直接発電機の励磁電流、電動機の電機子電流より、その変動分の直流の信号を得て、これを feed back することにより、励磁電流、電機子電流を一定に保つことにより、交流の出力変動を押える方法も行われた。^{註84} しかしかかる方法も比較的長周期の変動に対しては充分でなかった。

これは積算計器の精密試験を目標にする場合は困るわけである。これに対して廻転機による精密測定用電源として理想に近いものが最近ドイツで発表された。すなわち PTB で一定周波数 (50 c/s)、短時間電圧安定度 0.001%、出力 3 kVA のものが造られた。^{註85} 第74図はその原理を示す。



第 74 図

同期発電機の励磁は蓄電池により一定ならしめうるが、廻転数を一定にするに前記のように直流電動機の廻転数を制御する方式は精密に行うことが困難なので、定周波で同期電動機を廻転させる方式を採用している。誘導電動機で駆動されている戦時中の発明にかかる整流子発電機を、水晶発振器より得た定周波 50c/s を電子管増巾器で増巾、3 相変換し、サイラトロンインバーターを経、約 300 W に達するその出力

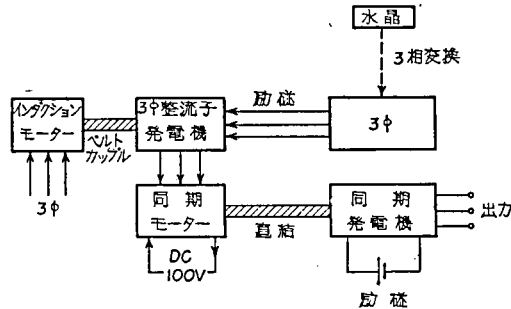
註83 文 献 (59) Alternating-current-instrument testing equipment; A. H. M. Arnold; PIEE Vol. 101 Part II No. 80 1954 p. 121~133

註84 文 献 (60) A New precision AC voltage stabilizer; G. N. Patchett; PIEE Vol. 97 Part II 1950 p. 529

註85 文 献 Eine Wechselspannungsquelle hoher Konstanz mit Normalfrequenz; Hans-Jürgen Schrader; ETZ Bd. 76 Heft 10 1955 S. 357

で励磁する。この時整流子発電機の出力の周波数は廻転数にかかわらず一定になっている。そこでこの 50 c/s 一定の出力で同期電動機を駆動し、これで同期発電機を廻す。なお発電機の励磁は前記のように蓄電池で行っている。こうして短時間の電圧安定度 0.001 % 程度を得ている。要は出力変動を外部的に補償するわりに、変動の原因をなくした理想的電源を求めるという思想である。然しかかる方式も同期電動機の hunting, 整流子発電機の刷子抵抗の変動, 同期発電機の励磁回路抵抗の変動, サイラトロン^{註87}の点火時間の不揃等に関してなお検討を要する点が残されている。

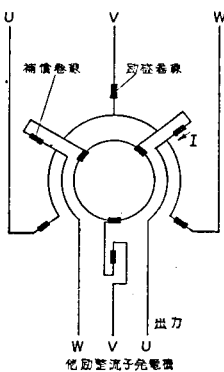
当所検定部においてもこの原理に基く精密測定用電源が計画されている。第76図はそのブロックダイアグラムである。



第76図

4.3 電子管方式

周波数の高い場合は廻転機によると出力波形が悪くなる。一方電子管方式によると低周波の場合波形が余りよくなく且つ大出力も得難い。しかし小出力の場合は負饋還増巾器を用いて周波数範囲も広く、安定度、歪率もよく、経費も比較的少い測定用電源が得られることは周知の事実である。商用周波でも使用出来る 1kW 前後の測定用電子管式電源は従来無かつた。しかしNPLでは送信管^{註88}を使用して電子管式の利点を生かした電源を実現している。発振器 1 台、増巾器 2 台、移相装置を組合せた出力 1.4kW のものを持つ。発振器は P.O. Research Section の設計に基礎を



第75図

註86 第75図に示す如く固定子に3相の励磁巻線と補償巻線がまかれ、補償巻線は整流子巻線と巻数が同じで逆向きである。負荷電流は補償巻線の端子からとり出される。整流子巻線補償巻線およびブラシを調節して磁束を打消すようにすれば励磁回路は負荷により影響されない。励磁巻線は一定の励磁損のみを消費し、また必要な無効電力はコンデンサにより供給される。廻転子の誘起電圧は回転磁界と廻転子速度とのスリップ s に比例する。補償巻線に誘起する電圧は一定であり、従つて差 $(1-s)$ に比例する電圧が発電機の出力電圧となる。出力電圧の周波数は廻転子の速度に関係なく常に励磁電流の周波数に等しい。この発電機の出力電圧が廻転数に比例し、励磁回路が負荷回路と分離していることは直流分捲発電機に類似している。

註87 文献 (62) 電力量標準研究経過 WSS 資-2
細江 昭 31. 9 p. 7~11

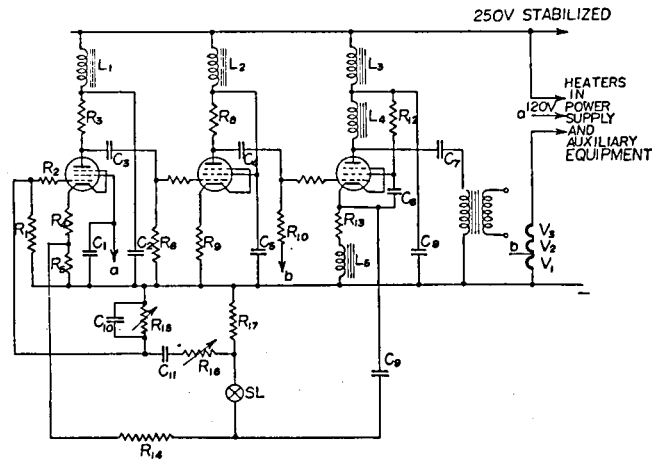
註88 文献 (63) An electronic supply for use in the caribration of instruments; F.J. Wilkins S, Harkness PEE Vol.103 Part BNo.7 1956 p. 83~92

文献 (64) National Physical Laboratory Report for the year 1952

文献 (65) " for the year 1953

おき, Wien ブリッジ饋還型発振器である。Wien ブリッジ回路と直列なランプで饋還電圧を制御し, 電源には定電圧装置を附し, フィルタでリップルを除いている。^{註90} 増巾器の出力管 V 1505 は AB₂ 級増巾で使う。出力トランスは 50c/s~50kc/s で殆んど歪を生じないものが用いられている。第77図 (a) は発振器, (b) 増巾器, (c) 移相器を, (d) は組合せたものを示す。CR 移相器は回路を2段に使つて 360° の移相調整を可能にしている。50 c/s で歪率は0.3%, 電源電圧が±0.1%以内で安定ならば出力電圧の変動は 0.01 % 以下であると云われている。

なおインドにも試験用電源に関する発表があつたが、^{註91} 現業*に用いられる程度のものにすぎない。



第 77 図 (a)

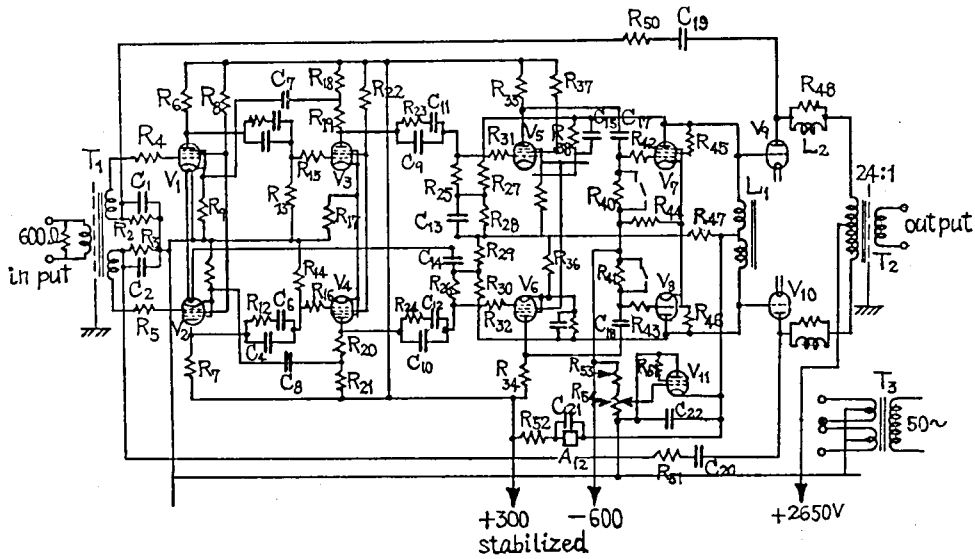
| | | | | | |
|---------------------------------|--------------|-----------------------------------|----------------------|-----------------------------------|---------------------------------|
| R ₁ | 10M Ω | R ₉ | 470 Ω | C ₁ , C ₂ | 200 μ F |
| R ₂ | 330 Ω | R ₁₀ | 470k Ω | C ₃ , C ₄ | 2 μ F |
| R ₃ | 22k Ω | R ₁₁ | 330 Ω | C ₅ ~C ₈ | 8 μ F |
| R ₄ | 120 Ω | R ₁₂ | 68k Ω | C ₉ | 16 μ F |
| R ₅ | 180 Ω | R ₁₃ | 820 Ω | C ₁₀ , C ₁₁ | x ₁ 0.1584 μ F |
| R ₆ | 1M Ω | R ₁₄ | 1.9k Ω | | x ₁₀ 0.01584 μ F |
| R ₇ | 330 Ω | R ₁₅ , R ₁₆ | Wien Bridge decade | L ₁ ~L ₃ | P. O 3406 |
| R ₈ | 22k Ω | R ₁₈ | 84 Ω Platinum | L ₄ | P. O L. 1390 |
| | | | | L ₅ | P. O L. 1389 |
| V ₁ , V ₂ | UF 42 | | | | |
| V ₃ | UL 41 | | | | |
| T ₁ X ₁ | PO. T1557 | | | | |
| X ₁₀ | PO. A1194 | | | | |
| S. L. 8 | No. 26V | | | | |
| Switchboard Lamps. | | | | | |

註89 文 献 (66) Post Office Research Report No. 12609

註90 文 献 (67) Some considerations in the design of negative feed-back amplifiers; Duerdoth; PIEE Vol. 97 Part III 1949 p.138

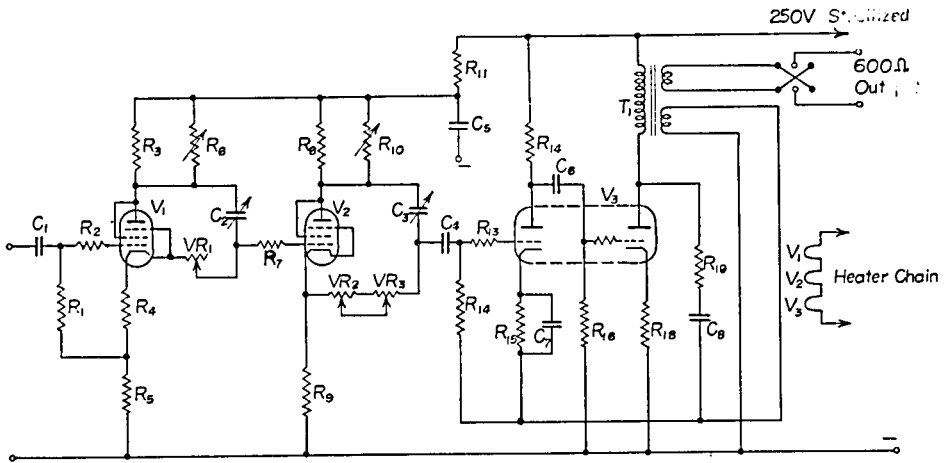
註91 文 献 (68) Phase Shifter Circuits Test Power Meters; P.V. Rao; Electronics Vol. 29 No. 1 1956 p.156~157

* 0.2級を標準に 0.5 級の較正を行う程度の試験



第 77 图 (b)

| | | | | | | | |
|------------------|---------------|------------------|---------------|------------------|---------------|----------------------|----------------------------|
| R_1 | 600 Ω | R_{25}, R_{26} | 1M Ω | R_{50}, R_{51} | 500k Ω | C_{19}, C_{20} | 0.5 μ F |
| R_2, R_3 | 390 Ω | R_{27}, R_{30} | 1M Ω | R_{52} | 220k Ω | C_{21}, C_{22} | 200 μ F |
| R_4, R_5 | 220 Ω | R_{28}, R_{29} | 820k Ω | R_{53} | 82k Ω | V_1, V_2, V_5, V_6 | CV 2135 |
| R_6, R_7 | 100k Ω | R_{31}, R_{32} | 2.2k Ω | R_{54} | 20k Ω | V_8, V_4 | CV138 |
| R_8 | 330k Ω | R_{33}, R_{34} | 100k Ω | C_1, C_2 | 1200 μ F | V_7, V_9 | EL37 |
| R_9, R_{10} | 2.2k Ω | R_{35}, R_{36} | 3.9k Ω | C_3, C_4 | 0.005 μ F | V_9, V_{10} | V1505 |
| R_{11} | 10M Ω | R_{37} | 330k Ω | C_5, C_6 | 0.1 μ F | V_{11} | KT61 |
| R_{13}, R_{14} | 1M Ω | R_{38}, R_{39} | 47k Ω | C_7, C_8 | 68 μ F | T_1 | P.O. T. 1350A |
| R_{15}, R_{16} | 220 Ω | R_{40}, R_{41} | 220k Ω | C_9, C_{10} | 0.25 μ F | T_2 | Output transformer |
| R_{17} | 330 Ω | R_{42}, R_{43} | 2.2k Ω | C_{11}, C_{12} | 0.01 μ F | L_1 | Grid coupling choke |
| R_{18}, R_{21} | 1000 Ω | R_{44} | 200 Ω | C_{13}, C_{14} | 1.0 μ F | L_2, L_3 | 15mH |
| R_{19}, R_{20} | 68k Ω | R_{45}, R_{46} | 47 Ω | C_{15}, C_{16} | 1000 μ F | A/2 | P.O. Relay 50,000 Ω |
| R_{22} | 150k Ω | R_{47} | 1350 Ω | C_{17}, C_{18} | 0.5 μ F | | |
| R_{23}, R_{24} | 3.3M Ω | R_{48}, R_{49} | 5k Ω | | | | |



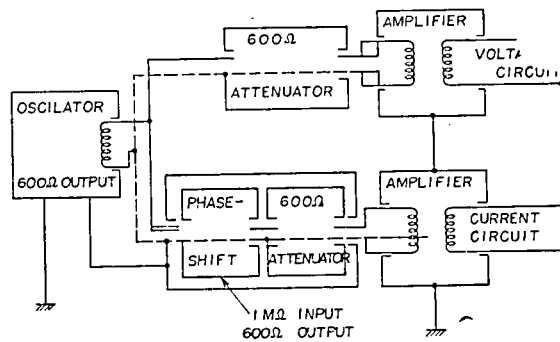
(c)

| | | | | |
|---------------------|------------------------|------------------------|-------------------------------|----------------------|
| R_1 1M Ω | R_7 1.5k Ω | R_{13} 1.5k Ω | VR_1, VR_2 100k Ω | C_7 100 μ |
| R_2 1.5k Ω | R_8 Note 1* 移相回路 | R_{14} 47k Ω | VR_3 300 Ω | C_8 2,200 $\mu\mu$ |
| R_3 Note 1* | R_9 10k Ω | R_{15} 390 Ω | C_1 0.1 μ | V_1, V_2 6U42 |
| R_4 390 Ω | R_{10} Note 2 | R_{16} 1M Ω | C_2, C_3 selected for range | V_3 6UCC85 |
| R_5 10k Ω | R_{11} 2.2k Ω | R_{17} 1.5 Ω | C_4 0.1 Ω | T_1 output 3:1 |
| R_6 Note 2 | R_{12} 1M Ω | R_{18} 390 Ω | C_5 200 μ | Feedback 3:0.8 |
| | | R_{19} 2.2k Ω | C_6 0.5 μ | |

* 0.001in Evanohm on 0.01in mica card

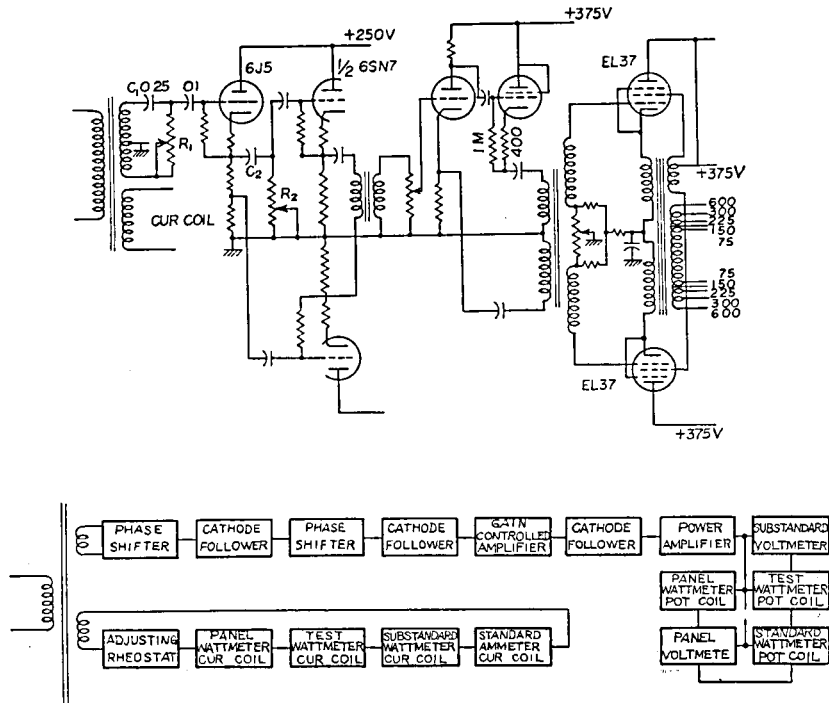
Note. 1 Determined for highest frequency range

Note. 2 Determined for other frequency range



Connections for a double supply

第 77 图 (d)



ブロック ダイアグラム

第5章 諸外国の交流標準の現状

5.1 イギリス

英国の交流標準は National Physical Laboratory (NPL) において維持され、古い伝統に培われた静電型にその基礎をおき、最高^{註92}の水準を誇っている。

5.1.1 電圧標準

Kelvin に始まり、Rayner により発展せしめられた多層静電電圧計を標準器として、4~6^{註93}個を整備し、20~160 V を 0.01~0.025% の読取精度で測っている。極板に生ずる酸化皮膜半導体による交直の差は今なお検討中の模様である。測定範囲の拡張は次のようにして行われる。25~500 c/s では 0.01% の確度をもつ PT (変成比は 1 : 4, 1 : 10, 1 : 20, 1 : 50, 1 : 100) で低い電圧は step up して測っている。1 : 200 の変成比の場合は幾分確度は低下する。可聴周波の場合は電子管回路によつて上記と同じ比で step up する。また商用周波での高電圧への拡張は 40kV 迄は抵抗分圧器、それ以上は容量分圧器による。可聴周波の場合は、電圧計の可動部の偏れに応じて容量が変化するので、分圧比に誤差を生ずる。これを考慮し C で補償した分圧器を使用する。これは普通 90 V 1 点でだけ補償されている。分圧比誤差は 30kc/s で 0.006% であることは計算で出している。

5.1.2 電流標準

前に触れたように (3.2.2. p. 37) 交流標準抵抗器の電圧降下を上^{註94}述の電圧計で測っている。精密に測定を行うためには dielectric current と被测電流の大きさが問題故、前者について留意する必要がある。この交流標準抵抗器は、交流—交流変換器であり、nickel-chromium-aluminum 合金の抵抗材料を用いた温度係数の低い抵抗で、50 Ω ずつ 12 個の unit と 100 Ω 1 個の unit よりなり、各 unit の定格電圧降下は 100V で、短い短絡銅片で直列あるいは並列に結ばれる。位相角は 50 c/s で 0.3', 対地容量は 50 μ F である。これによつて 0.2~25 A を電圧とはほぼ同じ確度で測っている。これに使う静電型電圧計には 100 V で最高感度を得るものを使用している。

註92 文献 (69) The accuracy of measurement of electrical standards; A. Felton; PIEE Vol. 98 Part II No. 66 1951 p. 694

註93 文献 (59) p. 127
(11)
(26)

古い報告では 4 台であつたが、新しい報告 文献 (59) では 6 台になつている。

註94 文献 (59) p. 128
(27) S. I/27

(70) Alternating current resistance standards; A. H. M. Arnold; PIEE Vol. 100 Part II 1953 p. 319

25A 以上では標準抵抗器の或る range を使つて 50, 100, 200, 500 A, 等より 2 V の電圧降下を得, これを励磁電流が, 標準抵抗を流れる電流に比し無視出来る位小さい PT を使つて 100V に step up して測っている. 1kA~20 kA では一たん被測電流を CT に通し, 2 次電流を標準抵抗に流し, その電圧降下を 2 V とし, 上記と同様の手続を経て測定している. 可聴周波では電流計と周囲物体間の電位差, および容量による前述の dielectric current が問題になるが, 普通 $f \times 10^{-8} \text{ A}$ (f : 周波数) 位であるから 500 μA 以上の測定では 0.1% の確度は充分である. 0.2 A 以下の測定には熱電対^{註95}も利用している他, mA 標準器として電流力計も用いているが詳細は不明である.

5.1.3 電力標準

1 次標準器として象限電位計が 2 個整備されている. これ等は Paterson, Rayner 等により 1913 年以来発展されたものでて全て実負荷で較正されている. 20 kc/s 迄周波数誤差, 位相誤差もない.

2 次標準器として μ -metal の鉄心入りで, 可動部の懸吊された反照式電流力計型電力計が 4 台ある. その感度は電位計とほぼ同じだが, 応答時間が遙かに短かく, 実用的である. 位相誤差の補償をし 100c/s まで用いられる. 3 相試験の場合は各 2 台を用いる.

他に零位法による交直比較器もあるが, これも現業用標準器として用いられ確度 0.05 % である. 以上を一括すると第 7 表の如くなる.

第 7 表

| 現 有 標 準 器 | 内 容 | 用 途 | 整 備 個 数 |
|---------------------|----------------|-----------|---------|
| 静 電 型 交 直 比 較 器 | 多房静電電圧計 | 電 圧 (電 流) | 6 |
| | 象 限 電 位 計 | 電 力 | 2 |
| 電 流 力 計 型 交 直 比 較 器 | 鉄心入電流力計 | 電 力 | 4 |
| " | mA 計 | 電 流 | 1 |
| | 電流力計—永久磁石可動コイル | 電 力, 電 圧 | 1 |
| 熱 型 交 直 比 較 器 | 熱 電 対 | 電 流 | ? > 1 |
| 交 流 標 準 抵 抗 器 | | 交流—交流変換 | 1 |

5.1.4 電^{註96}源

第 8 表の如く交流電源は整備されている. No. 8 は 1952 年に出来上り, 更に電力計, 積算電力計の試験用に 1400 W のものを計画している.

註95 文 献 (59) p. 126, 及び p. 128
(21)

(36)

註96 文 献 (59) p. 121

第 8 表 N. P. L. の各種交流電源

| 装 置 番 号 | 電 動 機 または 発 振 器 | 発 電 機 または 増 幅 器 | 定 格 出 力 | | | 周 波 数 周 範 (c/s) |
|------------|---------------------|---------------------------|---------|-----|-----|--------------------|
| | | | kVA | V | A | |
| 1 | 直流電動機 2 台, 電源蓄電池 | 発電機 2 台 単相, 二相, 三相接続可能 | 30 | 110 | 158 | 20~70 |
| 2 | 直流電源機 1 台, 電源蓄電池 | 発電機 2 台 単相, 二相, 三相接続可能 | 10 | 250 | 23 | 20~105 |
| 3 | 直流電動機 1 台, 電源蓄電池 | 発電機 2 台 単相, 二相, 三相接続可能 | 10 | 250 | 23 | 20~105 |
| 4 | 直流電動機 1 台, 電型蓄電池 | 発電機 2 台 単相, 二相, 三相接続可能 | 5 | 120 | 24 | 40~60 |
| 5 | 直流電動機 1 台, 電源蓄電池 | 発電機 2 台 単相, 二相, 三相接続可能 | 5 | 150 | 19 | 100~600 |
| 6 | 直流電動機 1 台, 電源蓄電池 | 単相発電機 1 台 | 20 | 200 | 100 | 50 |
| 7 | 発振器 1 台, 電源交流 50c/s | 増幅器 4 台 単幅, 二相, 三相接続可能 | 0.1 | 70 | 1.4 | 1,000~ 30,000 |
| 8 | 発振器 1 台, 電源交流 50c/s | 増幅器 1 台 | 0.7 | 85 | 8.2 | 50~4,000 |

5. 2 南アフリカ

South African National Physical Laboratory の有する標準器は遠隔操作式 Torsion head 型電流力計で, 電圧, 電流, 電力の標準を兼ねている。これについては 3.1.5—1 p.31 で述べた。

電流範囲 0.5~5 A

電圧範囲 25~500 V

mA 範囲 50 mA

電力計としては *カ.フ.* 1~0.5 で確度 0.01% と称している。この種のものとしては最も新しい。

5. 3 アメリカ

米国の交流標準は National Bureau of Standards (NBS) において維持され, 電流力計, 熱電対兩型式を特に重要視し NPL と対照的にその地位を誇っている。

5.3.1 電 圧 標 準

Suppressed-zero 電流力計型電圧計が用いられたが, 今は熱電対型比較器が主力となつている。両者による比較誤差は 500 c/s まで 0.01% の確度で一致する。後者は取扱も簡単だし 20 kc/s まで使用して確度 0.02% と称している。測定範囲は 0.2~750 V である。

註97 文 献 (4)

註98 文 献 (71) Extension and dissemination of the electrical and magnetic units by the National Bureau of Standards; F.B. Silsbee; NBS Circular 531. July 1952
文 献 (72) Standards for the electrical measurement; F.B. Silsbee; E.E. Vol.70 March 1951 p.202

註99 文 献 (19)

註100 文 献 (47)

文 献 (41)

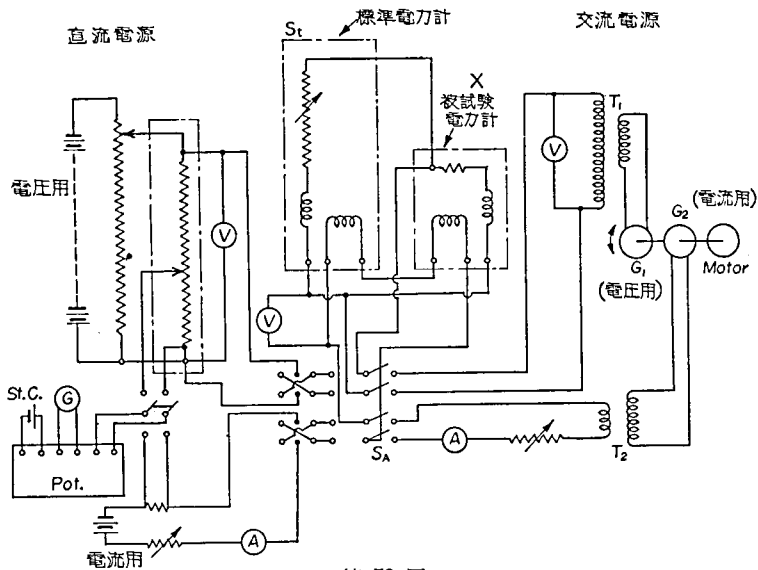
5.3.2 電 流 標 準

電流計型に基礎をおき、いわゆる glass wattmeter と呼ばれる電流計型比較器^{註101}を電流計接統に切換えて用いる。他に Silsbee の composite coil 電流計^{註102}も電流計接統に変えて使用出来る。前者を1次標準器として 1000 c/s までに使う。これより上は熱電対比較器^{註103}で 20kc/s までを測っている。確度は電圧の場合とほぼ同様である。

5.3.3 電 力 標 準

前項で述べた二つの電流計型比較器はいずれも接統を変えて電力標準器となる。ここで glass wattmeter による比較試験を説明する。第

79図で被試験電力計 X と本器 S_t を接ぐ、 S_A を右に倒し、発電機 G_1 の固定子を動かし、電流、電圧の位相を調整する。そして試験力率は被試験電力計のよみと、電流計 A、電圧計 V によって決める。標準器の直列抵抗 R を加減して、固定、



第 79 図

可動両 coil 間の $M=0$ 近傍に spot が来るようにしておき電流の調整により被試験計器の指示を試験点に合せ、その時の標準器のよみ A_1 を得る。次に S_A を左に倒し、 X が再び同一指示を示すように直流を調整し、その時の S_t の読み D_1 を得る。次いで直流の極性を変え、同様に D_2 を得、最後に再び最初の条件に戻して A_2 を得る。ここで spring の疲労、計器の加熱による影響が単に shift するものとして平均の偏れ (指示) を B とすると $\frac{A_1 + A_2 - D_1 - D_2}{B}$ を AC と DC の差としている。

標準器の位相誤差は力率 0 を他の標準器で与えて求めている。例へば象限電位計と比較する。

5.3.4 電 源

直流電動機で交流発電機を駆動する方式をとるが、安定出力をうるため、古くは蓄電池により

註 101 文 献 (6)

註 102 文 献 (20)

註 103 文 献 (41)

○ 大森第2標準器課長の視察談 (昭31.12.15於芝橋分室) によれば交流標準は理論計算、実験、相互比較の方法をとるが確度は不明、回転機方式の電源の安定度も不明である。50Wの電子管式電源をもつ。

直流電動機を廻し、これで発電機を廻し、更にこれで慣性態率の大きい同期電動機を働かせ、これで行っていたが、最近の状態については報告はない。なお位相調整は二つの出力発電機の中一方の刷子位置を変位させる方法をとっていた。

第 9 表

| 現 有 標 準 器 | 内 容 | 用 途 | 設 備 個 数 |
|-------------------------|-------------------------|----------|---------|
| 標 準 電 圧 計 | Suppressed zero 電 流 力 計 | 電 圧 | 1 |
| Composite Coil 電流力計型比較器 | 差 動 式 電 流 力 計 | 電 力, 電 流 | 1 |
| 電 流 力 計 型 比 較 装 置 | (glass wattmeter) | 電 力, 電 流 | 1 |
| 熱 電 対 型 比 較 装 置 | | 電 圧, 電 流 | >1? |
| 熱 電 対 型 比 較 装 置 | 上 の 簡 易 型 | 電 圧, 電 流 | >1? |

5. 4 フ ラ ン ス ^{註105}

標準は Laboratoire Central des Industries Electriques において維持されている。ここでは6種の標準器が研究され相互比較によつて比較誤差を検討している。

すなわち直流および交流で測定器 a に対する測定器 b の誤差を次のように表わす。

$$\Delta_a^b = \frac{(DC \text{ における } b \text{ の値}) - AC \text{ における } b \text{ の値}}{(AC \text{ の値})}$$

これを a の同一の読みに対してとる。直流の値は常に転極した場合との平均値を用い、それぞれこうして相互比較をもつて Δ を決めている。

5.4.1 電圧計と熱電対の比較

4個の電圧計と6個の熱電対は第10表の如く、各国の製品を含んでいる。比較の結果、 Δ_c^e は

第 10 表

| 標 準 器 | 製 作 所 | 計 器 番 号 | 定 格 |
|-------|--|---|----------------------------------|
| 電 圧 計 | Weston C.D.C Siemens Trüb Täuber | No. 8,764 550,851 2,989,253 193,824 | ? |
| 熱 電 対 | C.D.C " " Cambridge C.D.C C | 664 823 1,016 LV.1881/38 1,248 1,200 | 5mA " 25 50 " 100 |

註 104 文 献 (19) p. 456

註 105 フランスの標準については1953年直接同所へ問合せた結果、未だ公表していない資料の一部をタイプ印書として送付してきたので、これに基いて述べた。

文 献 (73) Comparison D'appareils etalons de mesures en courant continu et en courant alternatif 50 hertz
Etude L 55—70

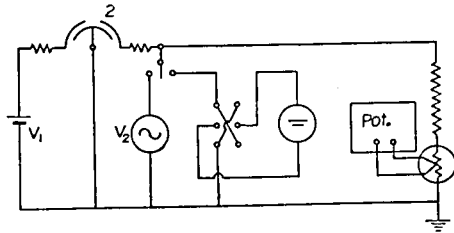
註 106 C.D.C とは Compagine pour la Fabrication des competeurs の略でフランスの測定器メーカーであると思う。因みに Weston (米国) Siemens (独乙) Trüb Täuber (瑞西)

殆んど 10^{-4} の order にあるが、熱電対の特性については安定性に欠ける点があるので(1) heater 電流の転極による起電力の変化、(2) heater 抵抗の変化、(3) 直流および交流における抵抗の変化について調査検討をつづけている。

5.4.2 電位計と熱電対の比較

第80図において3回の平衡をとる。すなわち

- ① 象限2に交流電圧を加えその時の偏れを θ_0 とする。
- ② 象限2に直流電圧を加えその時の 偏れを θ' とする。
- ③ 象限2に転極直流電圧を加えその時の偏れを θ'' とすると、



第 80 図

理論的に Δ_e^e は

$$\Delta_e^e = m'(\theta' - \theta_0) + m''(\theta'' - \theta_0)$$

但し m' , m'' は計器定数。

これより $\Delta_e^e = 6.5 \times 10^{-4}$ 程度であつた。

第81図は2個の熱電対を利用する方法で、4回の平衡をとることから Δ_e^e を求める。

$$\Delta_e^e = m(\theta_1 - \theta_2 - \theta_3 - \theta_4)$$

図で可変 R_1 , および ρ は熱電対の特性を補償するものである。これから求めた値は、

$\Delta_e^e = 4.5 \times 10^{-4}$ 程度で前法とはやや異なる結果となっている。

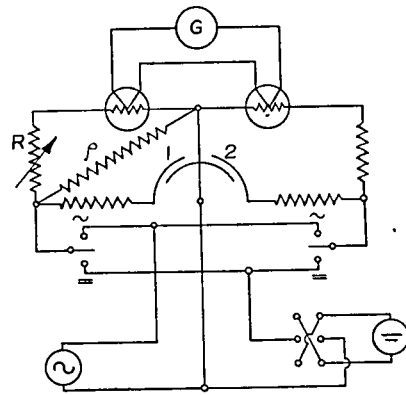
5.4.3 電圧計と電位計の比較

第81図の熱電対を電圧計で置き換えたと考えればよ

く、 $\Delta_e^v = -4.5 \times 10^{-4}$

一方 $\Delta_e^v - \Delta_e^e = -4 \times 10^{-4}$ 従つて $\Delta_e^v \div \Delta_e^v - \Delta_e^e$ である

ことは満足すべき結果であることを示している。



第 81 図

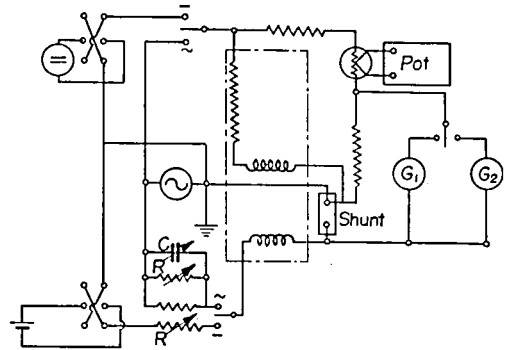
5.4.4 熱電対と電流計の比較

電流計に無誘導 shunt を直列に入れ、この電圧降下を熱電対に適当な直列抵抗を入れたもので測る。 Δ_e^e は $1 \sim 1.5 \times 10^{-4}$ 程度である。電流計は次の2種類である。

- | | | | |
|---------|--------|------------|-------|
| A 電 流 計 | Weston | No. 4041 | 電流計型 |
| B 電 流 計 | C.D.C | No. 550886 | 可動鉄片型 |

5.4.5 熱電対と電力計の比較

第82図に示すように熱電対を基準に電力計の感度を check する。スイッチを \sim に倒し振動検流計 G_1 が0になるように R, C で電流を加減する。これを電位差計でよむ。次に \sim に倒し電位差計が平衡するようにする。この時は G_2 が0となるよう R_h で可減する。この2回の場合の電力計の読みから ΔW を求めると、熱電対に対して $0 \sim 7 \times 10^{-4}$ 程度であつた。



第 82 図

5.4.6 研究の方向

以上の相互比較の結果、現在は電位計の誤差の検討に研究の方向を定めているようで、Aluminium 可動翼の酸化皮膜が電位計の誤差の原因となるかどうか、あるいは可動翼の振動が交流、直流における見掛の容量の変化の原因ではないか、という方面の調査につとめているようである。

第 11 表

| 現 有 標 準 器 | 内 容 | 用 途 | 設 備 個 数 |
|---------------|---------|-----|---------|
| 標 準 電 流 計 | 電 流 力 計 | 電 流 | 2 |
| 標 準 電 圧 計 | 電 流 力 計 | 電 圧 | 4 |
| 標 準 電 力 計 | " | 電 力 | 1 |
| 象 眼 電 位 計 | " | 電 圧 | 1 |
| 熱 電 対 型 電 流 計 | " | 電 流 | 6 |

6.5 ド イ ツ

古い伝統を誇つた Physikalisch-Technischen Reichsanstalt (PTR) も敗戦後解体され、極小部門が旧名称のもとに Berlin の Charlottenburg に存在するが、大半は今や Braunschweig の

註 107 文 献 (74) Die Physikalisch-Technischen Bundesanstalt ihre Aufgaben und Bedeutung für die Technik
A. Scheibe
Berecht über die Tätigkeit der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Jahre 1953 S. 61

PTR は1943年空襲の激化に伴い一部を Berlin に残したまま、大部分は Thuringen の都市に疎開した。1945年当時においては Weida, Heidelberg, Göttingen に分散していた。敗戦に伴い1946年に組織変更が行われ従来の PTR は1945年を以て解体されることになった。そして Braunschweig に疎開していた大半が集結され1949年現在の PTB が設立され1950年より発足し、Berlin の残存部門が PTR の旧名称で存続することとなった。従つて PTB が従前の PTR と同一業務を行うことになった。

Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) となり、旧 PTR の業務を承継している。交流標準関係も PTB において扱われ、残存 PTR においては標準器自体というより、電力計の誤差に関する研究を行つているようである。往年の PTR においては交流標準器として象限電位計を NPL に先立つて使用していたが、現在 PTB においてもあらためて標準器の建設にとりかかった。すなわち古く PTR の Orlich, Shultze の象限電位計に基礎をおいて、新しく2個の象限電計が計画され、目下製作中で精密測定室が完成すれば据付および調整に入ることに予定されている。^{註108}

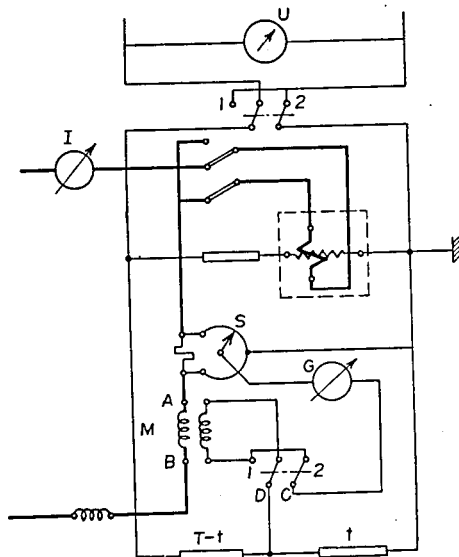
電流力計型標準電力計は懸吊型で実用標準としての交直比較器で、直流可動 Coil 機構による torque と電流計機構のそれを平衡させる、自動補償型である。^{註109} 零位法による比較で、可動 coil 直流値を電位差計で測っている。現在はこの直流試験を行つている他、前に触れた、精密測定室は電源の整備にかかつている。^{註110} 恐らく電源の節で述べた精密測定用電源と同一のものではないかと思われる。更に電圧、電流測定用にブリッジ型式のものが整備されてきた。^{註111}

PTR でも0.1級の電力計や、可動鉄片計器（階級不明）の試験を行つている他、電力計の位相誤差を測定している。^{註112} 第83図はこの位相誤差測定ブリッジである。図において誤差 F は

$$F = \frac{Z}{U_N \cdot I_N} \cdot I_s^2 \cdot \frac{T}{t}$$

但し Z : 指示値

U_N, I_N : 定格電圧、電流



第 83 図

註 108 文 献 (27) S. I/27

(23) S. 13

(25) S. 32

註 109 文 献 (22) S. I/27~I/31

註 110 文 献 (61) S. 357

註 111 文 献 (54)

(57)

註 112 文 献 (75) Messung des Phasenfehler von Leistungsmessern mittels einer Gegeninduktivität
H. E. Linckh

ETZ 73 Jahrg. Heft 6 Martz 1952 S.155~158

文 献 (76) Tätigkeitsbericht für die Zeit vom 1 Januar 1951 bis zum 31 Martz 1952
Physikalischen-Technischen Reichsanstalt

交 献 (77) Tätigkeitsbericht für des Haushaltsjahr 1952
Physikalisch-Technischen Reichsanstalt

第 12 表

| 現 有 標 準 器 | 内 容 | 用 途 | 設 備 個 数 |
|------------|-------------------|----------|---------|
| * { | 標準電力計 | 電 流 力 | 1 |
| | 象限電位計 | 電 流 力 | 1 |
| | 電圧標準器 | 電 圧, 電 流 | 1 |
| | 電流標準器 | 電 流 (電圧) | 1 |
| 電流計型比較装置 | 電流計—永久磁石可動 Coil 型 | 電 流 力 | >1? |
| 熱電対型比較装置 | 交直自動平衡比較装置 | 電 圧, 電 流 | >2? |
| 光電型比較装置 | 補償型及び差動式 | 電 圧, 電 流 | >1? |
| 可動鉄片型電流標準器 | 差 動 式 | 電 流, 電 圧 | >1? |
| ブリッジ式比較装置 | 白熱線ブリッジ | 電 流 | >1? |

* PTBの設備

6.6 オーストラリア

National Standard Laboratory (NSL) で維持されている。ほぼ NPL に範をとつて標準の整備を行つていると思われるが詳細は判らない。静電型多層電圧計は幾つか備えているようである。唯前述 (3.4.2 p.63) のブラウン管直視型比較器は^{註113}ここのもので、既に静電電圧計で酸化皮膜による交直の差と考えられている0.03%程のものも、本器によれば0.01%以下であるという結果を示している。

6.7 其 の 他

ソビエットに関しては問合せに対して回答なく詳細は目下わからない。カナダ、イタリー、スエーデン等もかなりこの方面も研究されていると思うが未だ調査していない。インドでは現業用の電力計校正用の電源設備について簡単な報告がある。電子管式で CR による位相調整^{註114}をしている。

5.8 わが国の現状

交流標準確立の要請に基き1937年電気試験所において NBS の F.B. Silsbee の Composite coil dynamometer に範をとり、同一働作原理に基づく交直流比較器を試作し、調整並びに試験を実施中、^{註115}第2次世界大戦に突入し、戦災を受け、差動電流計のみ難を免れたが、装置および

註 113 文 献 (28)

註 114 文 献 (68)

註 115 文 献 (78) 交直流精密比較器 角野和雄, 中川満; 電試彙報 Vol.2 No.3 昭13 (1938) p.131
働作原理の解説を主とする中間報告。現用のものは構成が異つている。

記録の一切を焼失した、以来暫くの間何も行われなかつた。戦災後の復興に伴い精算電力計の検定精度の向上が叫ばれるにつれ、この確立が急がれ、1950年より復興に着手したのであつた。

焼け残つた差動電流計を生かし先ず電流計型比較器の整備に着手し、1952年電流計として、翌1953年電力計として使用にたえる状態に達し、誤差分析の継続、附属設備の整備につとめると共に0.2級電力計、低力率電力計の試験をはじめた。^{註116}一方静電型の比較器として象限電位計の設置を計画し、1953年 NPL のそれを範にとつて試作し、零位法による電圧、電力の測定にあてた。現在もお誤差分析の途上にあるとはいうものの、仲介器に0.2級計器を用いた場合、電流計型比較器による結果とは0.04%以内で一致する。^{註117}近く附属設備の整備がなれば直接両者の比較も可能となる。一方熱型として島津製作所製の差動式比較器を1950年に備えた。

✓ 現在は現有比較器を次改造~~逐~~しつつ使用しているが、なお高性能なものに移さねば第1章に述べた現下の要望に対処することは困難になりつつある。また現有の比較器の比較誤差の確からしさに関しては2個の比較器の相互比較では充分でない。そこで比較器群の整備と、その高性能化を計画し、旧型の経験のを生かし1956年度に象限電位計を新に試作し更に、1957年度に零位法で使う電流計を設計し試作途上にある。第13表及び第84～87図は当所の標準器を示す。これらの我々の得た結果は一括して将来の報告にゆずる。

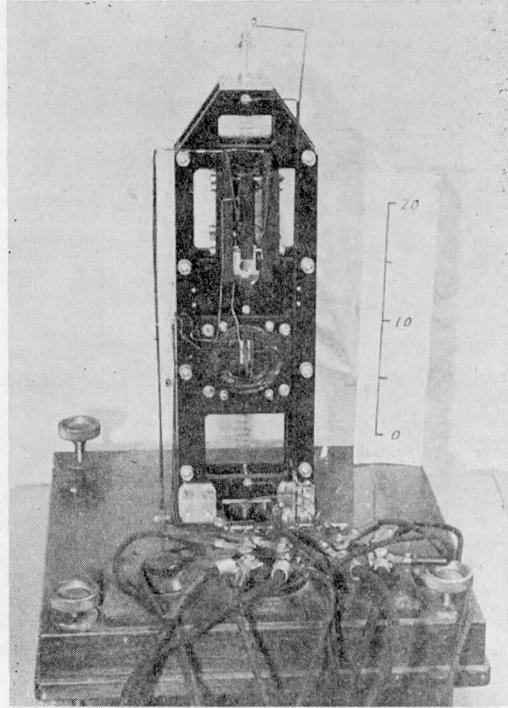
第 13 表

| 現 有 標 準 器 | 内 容 | 用 途 | 設 備 個 数 |
|-----------|--------------------|------------|---------|
| 電流計型交直比較器 | 差動電流計(Silsbee型) | 電力、電流、(電圧) | 1 |
| 電流計型交直比較器 | 電流計—永久磁石可動コイル(零位法) | 電力、電流 | 1* |
| 静電型交直比較器 | 象限電位計(零位法) | 電力、電圧 | 2 |
| 熱型交通比較器 | 差動熱電対式 | 電圧、電流 | 1 |

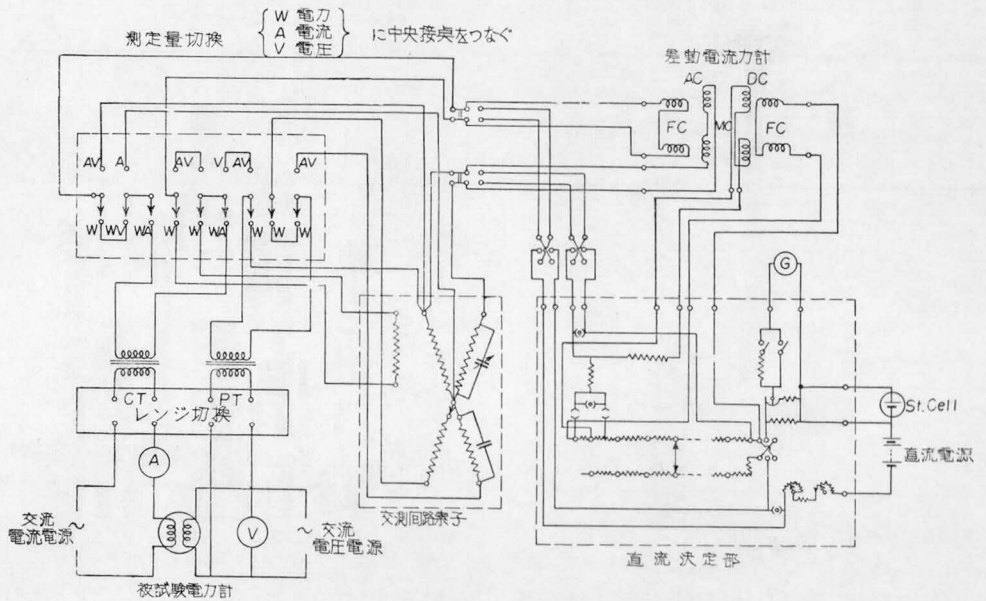
* 試作中

註 116 文 献 (79) 交流標準の研究(電流計型交直流比較器); 岩村衛, 山崎亨; 連合大会予稿 68 昭29 (1954)

註 116 文 献 (80) 交流標準の研究(静電型交直流比較器); 岩村衛, 山崎亨; 連合大会予稿 昭31 (1956)

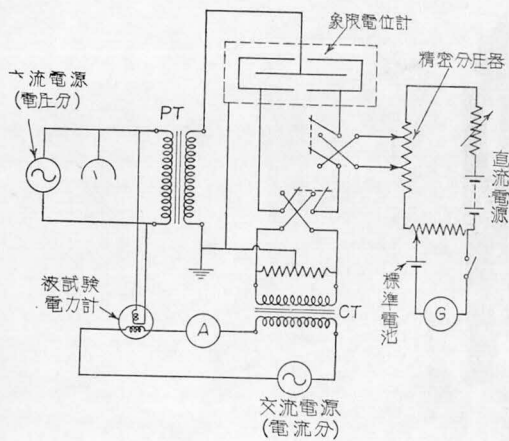


(a) 差動電流計 (遮磁壁を除いた所)



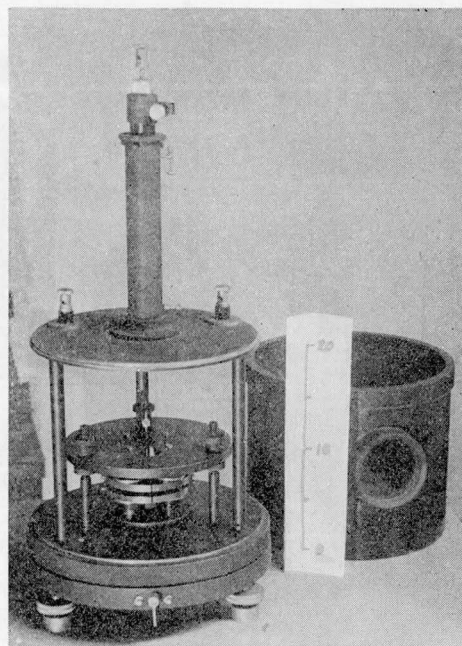
(b) 電流計型交直比較器の回路

第 84 図 電流計型交直比較器 (No.1)

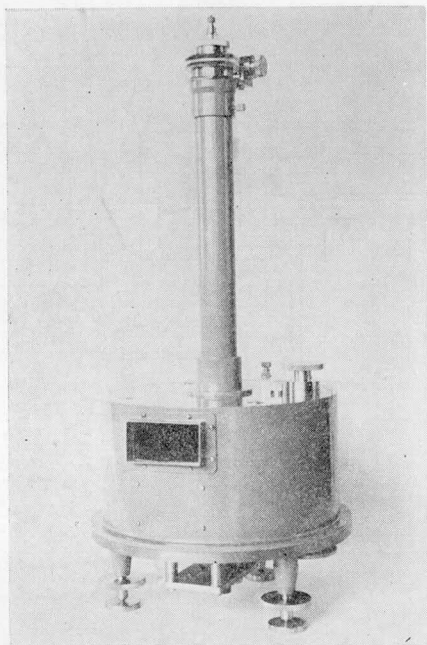


(a) 静電型交直比較器回路

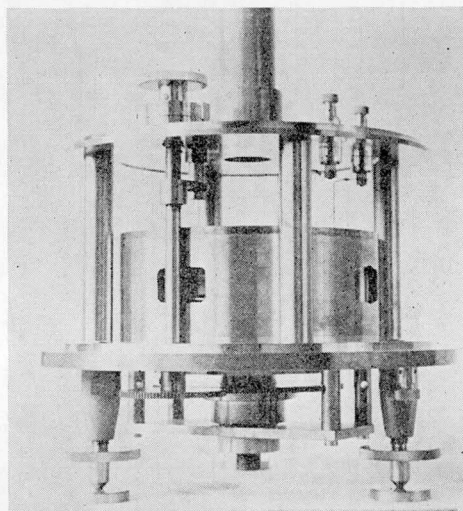
第 85 図 静電型交直比較器 (No. 1)



(b) 象限電位計 (No.1) (旧型)

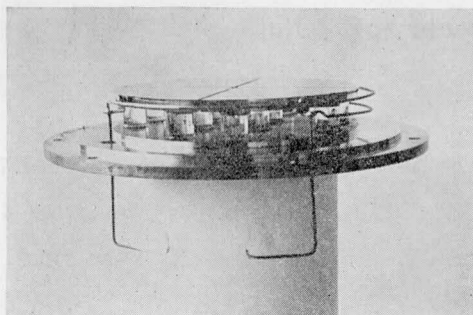


(a) 外 観

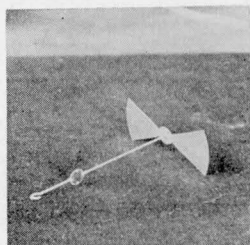


(b) ケースを外した所、中央のシールド壁内部に電極がある。

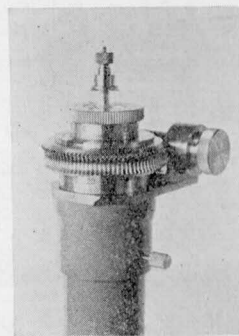
第 86 図 静電型交直比較器 (No. 2) の象限電位計



(c) 象 限

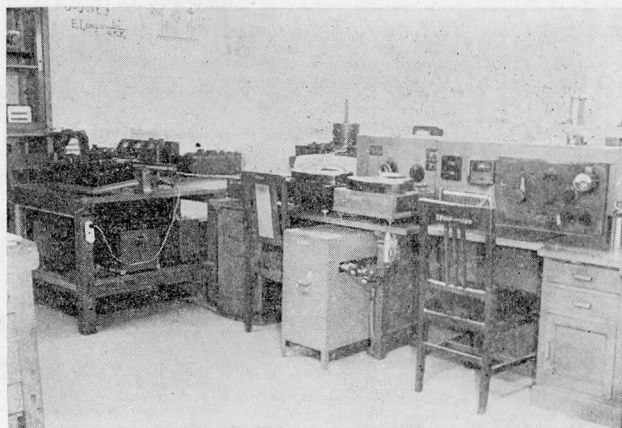


(d) 可 動 翼



(e) ヘ ッ ド

第 86 図



第 87 図 標準器室

左 静電型比較器 (No. 1) 右 電流計器比較器 (No. 1)

第6章 交流標準の将来の動向

6.1 概 説

40年以上の歴史をもつ交流標準確立の事業も、最近漸く測定確度が0.01%と称しうる域に近づいてきている。絶対測定法を採らぬ以上、標準器の相互比較に標準維持の基礎を置いているので、従来の努力はその大半が標準器の試作と誤差分析に費されてきたと云つても過言ではない。そして永年に亘る研究と実際の経験とにより現在使用されている標準器がその地位を獲得したのであつた。これらは各部門の技術水準の向上に伴い改善を加えられて来たが、常に目指すところはより安定で、且つ高確度ということおよび、装置の簡易化、使用の便利さ、測定範囲の拡大の点であり、その全てはなお将来にも残された問題である。然し現状ではそれぞれ皆ある程度まで解決に近づき、特にここ当分に望まれることは周波数帯域の伸長と、装置の簡易化、自動化の方向であろう。また確度向上の点からはなお研究を要するのが交流精密測定用電源の問題である。

標準器は各国共軌を一にして凡そ次のような形態をとることが予想される。

6.2 標準器の型態

6.2.1 電圧、電流標準

静電型比較器が標準維持用に、熱電対型、ブリッジ式交直比較器が実用試験に賞用されよう。

また一定な安定電源が出来れば交流の標準電池とも云うべく、一つの電圧標準として存在の価値が見出されるであろう。

6.2.2 電力標準

標準維持用としての象限電位計の地位は揺がず、実用試験には零位法による電流計型比較器が3.1.3で述べたような構造をとつて賞用されるであろう。殊に零位法の場合には自動平衡装置を持つようになるほか、一般の電流計も電子管式負帰還増巾器を設置して周波数帯域を20kc/s^{註118}位まで拡張しうる態勢にある。

註 118 国際比較は未だ行われていないが、1954年秋に NPL で行われた精密電気測定に関するシムポジウムにはオーストラリア以外に、米国 NBS よりも参加して、講演、討論が行われた。演題は次の如くであつた。

○廻転機方式電源の安定度

The stabilization of a.c. power supplies derived from rotating machinery; B. V. Hamon
(National Standards Laboratory, Australia)

○一次標準電力計

Primary Standard Wattmeter

O. Brune, J. W. Whittaker (National Physical Laboratory, South Africa)

6.3 電 源

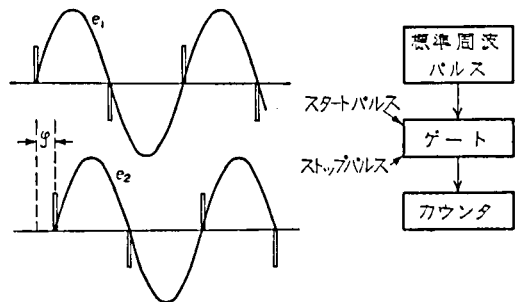
安定度を 10^{-5} の order とする種々なる試みが行われるであろうが、やがては廻転機による方式は電子管方式に移行してゆくことが予想される。

6.4 絶対測定の可能性

吾々がはじめに採上げなかつた絶対測定法も、その可能性は改めて考え直してもよい時代となった。すなわち交流電圧、電流の絶対値と、位相角を何等かの方法で $[L]$, $[M]$, $[T]$ の元に置換し (μ_0, ϵ_0 は省略した), この測定に還元し、且つ容易に行われれば、これは絶対測定と見做すことが出来る。

さて第4章 p. 65 で述べたPTBの電源について考えれば、この出力電圧の安定度は整流子発電機出力の周波数で決定される。従つて完全に定周波であれば出力電圧は一定と

なる。然るに周波数の測定は近時のパルス計数技術によつて極めて高精度で測りうる。これは結局精密な時間測定であり、交流標準電圧の安定度がこれに帰着するわけでもし一定な値の振巾さへ決定出来ればこの電圧は一つの交流標準電圧となつて広義に解釈すれば絶対測定とも見做すことが出来る。然し安定度はともかくかかる振巾を絶対的に定めることは先ず不可能であ



第 88 図

○精密抵抗器用合金

Alloys for precision resistor

C. Paterson (National Physical Laboratory)

○交流電圧、電流測定用熱電対型測定器

F. L. Hermach (National Bureau of Standards, America)

○可聴周波電力の測定について

Measurement of power at audio-frequencies, with special reference to the equipment at the National Physical Laboratory for the calibrating wattmeters

A. H. M. Arnold (National Physical Laboratory)

主なる討論は電力計の精度、静電型の周波特性について、標準は完全な精度で維持されているかどうかは、疑問があり、ある程度懐疑的な状態にあること及び熱電対の drift は空気中でも方法によつては驚く程小さくすることが出来、この型式の2乗特性を利用しない熱型電力計の出現が望まれる、等であった。

第3部会議長 R. S. J. Spilsbury

文 献 (91) Precision electrical Measurements

Proceedings of a symposium held at the National Physical Laboratory on the November 1954

Her Majesty's Stationery Office 1955

ろう。

一方位相角測定の場合を考えてみよう。第88図において電圧、電流波形の瞬時値0の瞬間に図示のようにパルスを出す。波形の勾配が正の時パルスは正の方向に、負の時は負の方向に出るようにし、同方向の最も近いパルスで counter が start, stop する gate 信号を与え、この間の時間中に含まれる標準パルスを計数すれば位相差 φ が直読出来る。

$$\text{すなわち} \quad \varphi = 21600 \frac{f_x}{f_s} \cdot n \text{ (分)}$$

但し n : 計数值

f_s : 標準パルスの周波数

f_x : 被测波形の周波数

今 $f_x=50$, $n=1$ の時 $f_s=10^7$ とすれば $\varphi=0.108$ 分となる。従つて 10Mc/s の計数を可能ならしめれば 50c/s では 0.1 分が測定出来ることになる。実際問題として Mc/s の計数技術, gate の問題等は極めて困難なものを含み、電源自体の歪率の影響が大なるため難関を予想させる。これは時間測定、換言すれば絶対測定といえる。即ち絶対測定は振巾測定では不可能であるが位相測定では可能性がある

例えば位相角の絶対標準が確立すれば電力標準は電力標準器を持たずとも振巾標準器と位相標準による間接測定法で得られる。かつ振巾標準器が若し直流で較正出来れば電力標準器の交流較正、及び力率試験が容易に行われる便宜がありこの system は研究の価値がある。

第7章 結 論

筆者は以上述べ来つたことにより次の諸点を解説し、交流標準確立維持上の問題点を明かにした。

- (1) 交流の電圧、電流、および電力標準は一群の標準器の相互比較によつて維持される。
- (2) 交流標準器を交直比較器と称し既知の直流値をこれを仲介として交流に移して交流実効値をきめる。これによる交流測定の確度は直流には劣るが、ほぼ0.01%に近づいている。
- (3) 各種交直比較器の型式、構造、誤差因子、および比較器の歴史的、系統的に眺めた実例
- (4) 各国の交流標準の整備状況
- (5) 将来の動向

思うに交流標準は確らしい値を賦与した標準器の安定度が極めて高ければその値を信じて一国の標準は維持されるという見方も許される。現在各国はそれぞれ最善とする方法で独自に交流標準器を有し、それぞれその確度を呼称している。然し若し各国の国際比較が行われた場合、比較誤差0.1%以内ということは先ず確かであろうと思われるが0.01%は望めない状態にあらう。比較誤差を精密に確めることは将来に残されている大きな問題である。この点過去50年にわたる着実な歩みを続けて来た英国 NPL の交流標準確立への努力に、また現有設備には敬服と羨望に耐えぬものがある。かかる基礎的な問題が我が国の科学行政上は兎角看過され勝ちであることは遺憾であるが、我々は長期の計画を以つて標準の確立を着実にすすめることを念願するものである。

先に交直比較器による実用試験を実施しうる段階に至り、筆者は関係者、見学者に屢々交流標準の説明を求められ、且つ筆者自身も資料を纏めたノートの必要性をも感じたので、それらを整理し研究報告の序論とも云うべき一般的解説を目的とする概論とした次第である。終りに交流標準確立の問題に関し種々なる面で今なお御指導、御協力を頂いている西野 治、池田 三穂司両博士並びに、検定部、標準器部、両部長以下各位には深甚の謝意を表する次第である。

文 献

- | | |
|---|-----------------------------------|
| (1) 柿沼 : 技報 Vol.1 No.1 | 1957 p.19 |
| (2) A.H.M. Arnold : PIEE Vol.102 Pt. B No.22 | 1955 p.197 |
| (3) 岩村 : WSS 資—4 | 昭31 (1956) — |
| (4) J.W. Whittaker : PIEE Vol.101 Pt.II No.79 | 1954 p.11 |
| (5) N.H. Searly : JIEE Vol.76 | 1935 p.205 |
| (6) J.H. Park, A.B. Lewis : JRNBS Vol.25 | 1950 p.545 |
| (7) C.V. Drysdale : Electrician Vol.46 | 1900 p.774~778, p.872 |
| (8) C.V. Drysdale : Electrician Vol.55 | 1905 p.429, p.556, p.676 |
| (9) C.V. Drysdale : JIEE Vol.44 | 1910 |
| (10) E.B. Rosa : Trans. AIEE Vol.31 | 1912 |
| (11) E.H. Rayner : JIEE Vol.59 | 1921 p.138 |
| (12) W. Phillips : JSI Vol. 3. | 1926 p.374~377 |
| (13) W. Geyger : Archiv für Elektrotechnik Bd.23 Heft.5 | 1930 S.556~568 |
| (14) 市川 : 電学誌 Vol.74 No.788 | 昭29 (1954) p.547 |
| (15) J.C. Maxwell : A treatise on electricity and magnetism Vol.2 | p.367 |
| (16) E.B. Rosa : Bulletin of the B.S. Vol.2 | 1906 |
| (Scientific paper of the No.28) | |
| (17) E.B. Rosa : Bulletin of the B.S. Vol.3 No.1 | 1907 p.43 |
| (Scientific papers of the B.S. No.48) | |
| (18) C.V. Drysdale : Electrician | 1916 p.518, p.523, p.593 p.714 |
| (19) F.K. Harris : JRNBS Vol.3 No.3 | 1929 p.445 |
| (20) F.B. Silsbee : JRNBS Vol.8 | 1932 p.217 |
| (21) G.F. Schotter, H.D. Hawkes : PIEE Vol.93 Pt. II | 1946 p.314 |
| (22) J. Sorge : VDE Fachberichte | 1953 S.27/I |
| (23) Bericht über die Tätigkeit der P.T.B. in Jahre | 1951 S.13 |
| (24) Bericht über Tätigkeit der P.T.B. in Jahre 1952 | 1952 S.20 |
| (25) Bericht über die Tätigkeit der P.T.B. in Jahre 1953 | 1953 S.32 |
| (26) A. Felton : JIEE Vol.89 Pt. II | 1942 p.132 |
| (27) R. Schmidt : VDE Fachberichte 16 Bd. | 1952 S.25/I |
| (28) W.H. Smith, W.K. Clothier : PIEE Vol.101 Pt. II No.83 | 1954 p.465 |
| (29) J.C. Maxwell : A treatise on electricity and magnetism Vol.1 | |
| (30) H. Schultze : Z. für Instrikunde | 1906 S.147 |
| (31) W.B. Kowvenhoven : Trans. AIEE Vol.44 | 1925 p.761 |
| (32) H. Schultze : Z. für Instrumentenkunde Jahr.27 Heft.3 | 1907 S.65 |
| (33) Die Tätigkeit der P.T.R. in Jahre 1906 Z. für Instrumentenkunde Jahr.27 Heft 5 | 1907 |
| (34) A. Kleiner : Vierteljahrsschr. d. Naturforsch. Gesellsch in Zürich | 1906 S.226 |
| (35) W.H. Julius : Z. für Instrumentenkunde Bd.16 | 1896 S.267 |

- (36) C. C. Paterson, E. H. Rayner, Kinnes : JIEE Vol. 51 1915 p. 294
- (37) A. H. Compton, K. T. Compton : Phy. Rev. Vol. 14 No. 2 1919 p. 85
- (38) 電波審議会答申諮問第 1 号の第 1 (昭和25年度) 1950 —
- (39) E. E. Northrup : J. of Franklin Institute Vol. 166 1908 p. 115
- (40) F. Angerback : ATM Lief. 222 1954 S. 155
- (41) J. Fischer : Z. für Technische Physik 35 1941 S. 23
- (42) F. L. Hermack : J. R. N. B. S. Vol. 48 No. 2 1952 p. 121
- (43)* W. Rump : Elektrotechnik Bd. 73 1946 S. 64
- (44) 矢幡, 藤本 : 島津評論 Vol. 6 No. 1 (昭24) 1949 p. 40
- (45) 島津製作所 : PAC-1 型交流電圧電流測定装置使用説明書 (昭25) 1950 —
- (46) F. L. Hermack : Trans. AIEE Vol. 67 1948 p. 1224
- (47) N. B. S. Technical News Bulletin Vol. 36 No. 3 1952 p. 42
- (48) H. B. Brooks, A. W. Spinks : J. R. N. B. S. Vol. 9 1932 p. 781
- (49) F. L. Hermack, E. S. Williams : J. R. N. B. S. Vol. 52 No. 5 1954 p. 227
- (50) F. Angerbach : ATM Lief. 226 1954 S. 246
- (51)**R. Sewig : Z. für technische Physik 22 1941
- (52)**H. Treupel : Diplomarbeit Institute für Experimental Physik der Univ. Frankfurt /Main 1951
- (53)**F. Westenberger : Diplomarbeit am Institute für Experimental Physik der Univ. Frankfurt/Main 1951
- (54) H. J. Schrader : ETZ Bd 73 Heft. 17 1952 S. 547
- (55) W. J. Cunningham, E. W. Vangham : RSI Vol. 24 No. 2 1953
- (56) G. Trautner : Archiv für Elektrotechnik Bd 42 Heft. 2 1955 S. 94
- (57) H. Helke : ETZ Jahrg. 77 Heft. 17 1956 S. 569
- (58) H. Toeller : ATM Lief. 33 1939 S. 592
- (59) A. H. M. Arnold : PIEEE Vol. 101 Pt. II No. 80 1954 p. 121
- (60) G. N. Patchett : PIEEE Vol. 97 Pt. II 1950 p. 529
- (61) H. J. Schrader : ETZ Bd. 76 Heft. 10 1955 S. 357
- (62) 細江 : WSS 資-2 昭31 (1956) —
- (63) F. J. Wilkins, S. Harkness : PIEEE Vol. 103 Pt. B. No. 7 1956 p. 83
- (64) N. P. L. Report for the year 1952 1952 p. 18
- (65) N. P. L. Report for the year 1953 1953
- (66)**Post Office Research Report No. 12609
- (67) Duerdoth : PIEEE Vol. 97 Pt. III 1949 p. 138
- (68) P. V. Rao : Electronics Vol. 29 No. 1 1956 p. 156
- (69) A. Felton : PIEEE Vol. 98 Pt. II No. 66 1951 p. 694
- (70) A. H. M. Arnold : PIEEE Vol. 100 Pt. II 1953 p. 319
- (71) F. B. Silsbee : NBS Circular 531 1952 —
- (72) F. B. Silsbee : EE Vol. 70 1951 p. 202
- (73) Comparaison d'appareils etalons de mesures en courant continu et en courant alternatif 50 hertz.
Étude. L 55—70
(L. C. I. E. よりの別刷)

- (74) A. Scheibe : Berecht über die Tätigkeit der PTB im Jahre 1953. 1953 S. 61
- (75) H. E. hinckh : ETZ Jahrg 73 Heft.6 1952 S. 155
- (76) Tätigkeitsbericht für die Zeit vom 1 Januar 1951 bis zum 31 März 1952 P. T. R.
- (77) Tätigkeitsbericht für des Haushaltsjahr 1952 P. T. R.
- (78) 角野, 中川 : 電試彙報 Vol. 2 No. 3 昭13 (1938) p. 131
- (79) 岩村, 山崎 : 昭29 連大68 (1954) —
- (80) 岩村, 山崎 : 昭31 連大 (1956) —
- (81) Her Majesty's Stationery office : Precision electrical measurement. 1955

- WSS は標準電力計に関する部内資料
- * 原報告未入手. 英文 Abstract による
- ** 未入手であるが当該事項については最も詳しいものと考えられるので記載しておいた.